

KOREAN PATENT ABSTRACT (KR)

Patent Laid-Open Gazette

(51) IPC Code: G10L 11/04

(11) Publication No.: P10-2001-0099764

(21) Application No.: P10-2001-7005326

(43) Publication Date: 9 November 2001

(22) Application Date: 27 April 2001

Translation Filing Date: 27 April 2001

(86) International Application No.: PCT/CA1999/01008

(86) International Filing Date: 27 October 1999

(87) International Publication No.: WO2000/25298

(87) International Publication Date: 4 May 2000

(81) Designated States-(national): AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(ARIPO patent): GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, UG, ZW

(Eurasian patent): AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM

(European patent): AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE

(OAPI patent): BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG

(30) Priority Claim: 2,252,170 27 October 1998 CA

(71) Applicant:

Voiceage Corp.

Suite 200, 750, Chemin Lucerne, Ville Mont-Royal, Quebec H3R 2H6

(72) Inventor:

BESSETTE, BRUNO

SALAMI, REDWAN

LEFEBVRE, ROCH

(54) Title of the Invention:

A Method and Device for Adaptive Bandwidth Pitch Search in Coding Wideband Signals

Abstract:

An improved pitch search method and device for digitally encoding a wideband signal, in particular but not exclusively a speech signal, in view of transmitting, or storing, and synthesizing this wideband sound signal. The new method and device which achieve efficient modeling of the harmonic structure of the speech spectrum uses several forms of low

pass filters applied to a pitch codevector, the one yielding higher prediction gain (i.e. the lowest pitch prediction error) is selected and the associated pitch codebook parameters are forwarded.

특2001-0099764

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.
G10L 11/04

(11) 공개번호 특2001-0099764
(43) 공개일자 2001년11월09일

(21) 출원번호 10-2001-7005326
(22) 출원일자 2001년04월27일
 변역문제출일자 2001년04월27일
(86) 국제출원번호 PCT/CA1999/01008 (87) 국제공개번호 WO/2000/25298
(86) 국제출원출원일자 1999년10월27일 (87) 국제공개일자 2000년05월04일
(61) 지정국 국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아-헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기즈, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 라이베리아, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크메니스탄, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 미국, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 아랍에미리트, 코스타리카, 모로코, 탄자니아, 남아프리카, 시에라리온, 유고슬라비아, 짐바브웨, 그레나다, 크로아티아, 인도네시아, 인도, 가나, 감비아, AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 시에라리온, 가나, 감비아, 짐바브웨, 탄자니아.
EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기즈, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크메니스탄.
EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 리히텐슈타인, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스.
OA OAPI특허 : 부르키나파소, 베냉, 중앙아프리카, 콩고, 코트디부아르, 카메룬, 가봉, 기네, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기네비소.

(30) 우선권주장 2,252,170, 1998년10월27일 캐나다(CA)
(71) 출원인 보이세지 코퍼레이션 추후기재
(72) 발명자 캐나다 캐백 에이치3알 2에이치6 발레 몬트-로알 케인 루선 750 스위트 250 베세테브루노
캐나다캐백제이1엔1월2북포레스트페로도1546
치라미레드완
캐나다캐백제이1제이4월3서브록레오라리베르데963
레페브레로치
캐나다캐백제이1제이5월9엔톤데마고그애비뉴데라보가드259
(74) 대리인 박장원

심사청구 있음

(54) 광대역 신호를 코딩에서 적응성 대역폭 피치 검색 방법 및 디바이스

요약

디지털 적으로 광대역 신호를 인코딩하기위한 효율적인 기법에 관한 것으로, 특히, 하지만 이로써 배타적이지 않은 음성 신호의 송신, 또는 저장, 그리고 상기 광대역 신호 합성에 관한 개선된 피치 검색 디바이스 및 방법. 상기 음성 스펙트럼의 하모닉(harmonic) 구조를 효율적으로 모델링하기 위한 새로운 방법 및 디바이스는 피치 코드벡터에 적용되는 몇몇 형태의 지역 통과 필터를 이용하고, 하나의 유연한(yielding) 높은 예측 이득이(즉, 최저 피치 예측 오차) 선택되며, 관련된 피치 코드벡터 파라미터들이 전달된다.

도면

53

발명서

기술분야

본 발명은 디지털 적으로 광대역 신호를 인코딩하기 위한 효율적인 기법에 관한 것으로, 특히, 하지만 이로써 배타적이지 않은 음성 신호의 송신, 또는 저장, 그리고 상기 광대역 신호의 합성에 관한 것이다. 좀 더 구체적으로, 본 발명은 개선된 피치 검색 디바이스 및 방법에 관한 것이다.

배경기술

음향/화상(audio/video), 원격회의(teleconferencing), 무선 응용제품들, 그리고 인터넷 및 패킷(packet) 네트워크 응용제품과 같은 다양한 응용제품들에 있어서 좋은 주관적인 품질/비트를 균형을 가지는 효율적인 디지털 광대역 음성/음향(speech/audio) 인코딩(encoding) 기법들에 대한 요구는 증가해 왔다. 최근까지, 200-3400 Hz 영역으로 필터링되는 전화 대역들은 음성 코딩 응용들에 주로 사용되었다. 그러나, 음성 신호의 명료도와 자연스러움을 증가시키기 위해서 광대역 음성 응용의 필요성이 증가되고 있다. 직접 마주대하고 말하는 것과 같은 품질로 전달하기에 50-7000 Hz 영역의 대역폭으로 충분하다는 것이 밝혀졌다. 음향 신호에 있어서, 상기 영역은 들을 만한 음향 품질을 제공하지만, 20-20000 Hz 영역에서 동작하는 CD 품질보다는 여전히 낮다.

음성 인코더는 음성 신호를 통신 채널(channel) 상으로 전달되는(혹은 저장 매체에 저장되는) 디지털 비트 스트림(bitstream)으로 변환한다. 상기 음성 신호는 (샘플되고 일반적으로 샘플당 16-비트로 양자화되어) 디지털화(digitized)되고, 상기 음성 인코더는 좋은 주관적인 음성 품질을 유지하면서 더 작은 수의 비트들로 이러한 디지털 샘플들을 나타내는 역할을 한다. 상기 음성 인코더 또는 합성기는 상기 전송되거나 저장되는 비트 스트림 상에서 동작하거나 이를 다시 음향 신호로 변환한다.

좋은 품질/비트를 균형을 달성할 수 있는 최적의 종래 기술 중 하나는 코드 여기된 선형 예측(Code Excited Linear Prediction: CELP) 기법이라 불린다. 상기 기법에 따르면, 상기 샘플된 신호는 일반적으로 프레임(frame)이라 불리는 L-샘플들의 연속하는 블록들에서 처리되며, 여기서 L은 (10-30ms의 음성에 해당 하는)소정의 기 설정된 수이다. CELP에서, 선형 예측(LP) 합성 필터는 각 프레임에서 연산되고 예측된다. 그 다음, 상기 L-샘플 프레임은 N-샘플들의 크기인 서브프레임(subframe)이라 불리는 더 작은 블록들로 나누어지며, 여기서 $L=N \cdot K$ 이고, K는 한 프레임에서 서브프레임의 수이다(N은 일반적으로 4-10ms의 음성에 해당한다). 여기 신호는 각 서브프레임에서 결정되며, 이는 일반적으로 두개의 요소들로 구성되는데, 하나는 과거 여기(피치 기여(contribution) 또는 적응성 코드책(adaptive codebook)이라고도 불림)에서 나온 것이고 다른 하나는 혁신적인 코드책(또는 고정된 코드책이라 불림)에서 나온 것이다. 이러한 여기 신호는 전송되거나, 상기 합성된 음성을 획득하기 위해서 상기 LP 합성 필터의 입력으로서 상기 디코더에서 사용된다.

상기 CELP 환경(context)의 혁신적인 코드책은 N-차원적인 코드 벡터들로 나타내어지는 N-샘플-길이 순서들의 인덱스된 셋이다. 각 코드책 순서는 1에서 M개의 정수 k로 인덱스되며, 여기서 M은 상기 코드책의 크기를 나타내고, 종종 비트들의 수로 표시되며 $M=2^L$ 이다.

상기 CELP 기법에 따라 음성을 합성하기 위해서, N-샘플들의 각 블록은 상기 음성 신호의 스펙트럼 특성들을 모델링(modeling)하는 시간 변동(time varying) 필터들을 통해서 코드책으로부터 적절한 코드벡터를 필터링하는 것으로 합성된다. 상기 인코더 중단에서, 상기 합성 출력은 상기 코드책의 코드벡터들 모두, 혹은 서브셋(subset)에 대해서(코드책 검색) 연산된다. 유지되는(retained) 코드벡터는 인식적으로(perceptually) 가중된 왜곡(distortion) 측정을 통해서 상기 원본 음성 신호에 가장 가까운 상기 합성 출력을 생성하는 것이다. 상기 인식적 가중치는 인식적 가중 필터라 불리는 것을 이용하여 수행되며, 이는 일반적으로 LP 합성 필터로부터 파생된다.

상기 CELP 모델은 전화 대역 음향 신호들을 인코딩하는데 대단히 성공적이었으며, 몇몇 CELP-기반 표준들은 특히 디지털 셀룰라(cellular) 응용제품들을 비롯한 응용제품들에 다양하게 사용된다. 상기 전화 대역에서, 상기 음향 신호는 200-3400 Hz로 대역-제한되고, 8000 샘플/초로 샘플된다. 광대역 음성/음향 응용에서, 상기 음향 신호는 50-7000 Hz로 대역-제한되고 16000 샘플/초로 샘플된다.

상기 전화-대역 최적화된 CELP 모델을 광대역 신호들에 적용하는 경우 몇가지 어려움들이 발생하며, 고품질 광대역 신호들을 획득하기 위하여 상기 모델에 추가해야 할 특징들이 필요하다. 광대역 신호들은 전화-대역 신호들에 비해서 대단히 넓은 동적(dynamic) 영역을 가지며, 이는 상기 알고리즘의 고정-소숫점 연산이 요구되는 경우(이는 무선 응용에 필수적인) 정밀도 문제들을 야기한다. 또한, 상기 CELP 모델은 종종 그 인코딩 비트들의 대부분을 저주파 영역에서 사용하며, 이는 일반적으로 더 높은 에너지(energy) 내용을 가지는, 저역 통과 출력 신호가 된다. 이러한 문제를 극복하기 위해서, 상기 인식적 가중치 필터는 광대역 신호들에 적절하게 변경되어야 하며, 더 간단한 고정-소숫점 연산을 가져오면서 상기 동적 영역을 좁히고, 상기 신호의 고주파 내용들의 더 나은 인코딩을 보장하기 위해서 중요해지는 고주파 영역들을 증폭하기 위한 전-강조(pre-emphasis) 기법을 가져야 한다. 또한, 광대역 신호들에서 음성 세그먼트(voiced segment)들 스펙트럼의 피치 내용들은 전체 스펙트럼 영역을 통해 확장되지 않으며, 음성의 총량은 합-대역 신호들에 비해서 더 많은 변화를 보인다. 그러므로, 광대역 신호의 경우에서는, 현존하는 피치 검색 구조들은 그다지 효율적이지 못하다. 따라서, 상기 음성 레벨(level)의 변동들을 혁신적으로 조절하도록 상기 폐-루프(closed-loop) 피치 분석을 개선하는 것은 중요하다.

발명의 상세한 설명

그래서, 본 발명의 목적은 고품질 재구성 음향 신호를 획득하기 위하여 개선된 피치 분석의 이용을 통해 CELP-형 인코딩 기법들을 쓰는 광대역(7000 Hz)음향 신호들을 효율적으로 인코딩하는 방법 및 디바이스들

제공하는 것이다.

즉, 구체적으로, 본 발명에 따르면, 최저 연산된 피치 예측 오차를 가지는 적어도 2개의 신호 경로(path)들에서 신호 경로에 연관되는 피치 코드백 파라미터들의 최적 집단을 선택하기 위한 방법이 제공된다. 상기 피치 예측 오차는 피치 코드백 검색 디바이스의 피치 코드백터에 응답하여 연산된다. 상기 두개의 신호 경로 중 적어도 하나에 있어서, 상기 피치 예측 오차는 상기 피치 코드백터가 상기 피치 예측 오차 또는 상기 한 경로를 연산하기 위해 제공되기 전에 필터된다. 마지막으로, 상기 적어도 두 신호 경로들에서 연산되는 상기 피치 예측 오차들은 비교되고, 최저 연산된 피치 예측 오차를 가지는 상기 신호 경로가 선택되며, 그리고 상기 선택된 신호 경로와 연관되는 피치 코드백 파라미터들의 집단이 선택된다.

피치 코드백 파라미터들의 최적 집단을 생성하기 위한 본 발명의 피치 분석 디바이스는,

a) 피치 코드백 파라미터들의 개별적인 집단들과 연관되는 적어도 두개의 신호 경로들과, 여기서:

i) 각 신호 경로는 피치 코드백 검색 디바이스로부터 피치 코드백터의 피치 예측 오차를 연산하기 위한 피치 예측 오차 연산 디바이스를 포함하고, 그리고

ii) 상기 두개의 경로를 중 적어도 하나는 상기 피치 코드백터를 상기 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터를 포함하며, 그리고

b) 상기 최저 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로를 선택하고, 상기 선택된 신호 경로와 연관되는 피치 코드백 파라미터들의 집단을 선택하기 위해서, 상기 신호 경로들에서 연산된 상기 피치 예측 오차들을 비교하는 선택기를 포함한다.

상기 음성 스펙트럼의 하모닉(harmonic) 구조를 효율적으로 모델링하기 위한 새로운 방법 및 디바이스는 과거 여기(past excitation)에 적용되는 몇몇 형태의 저역 통과 필터들을 이용하고, 하나의 유연한(yielding), 높은 예측 미득이 선택된다. 서브샘플(subsample) 피치 해상도가 이용되는 경우, 상기 저역 통과 필터들은 더 높은 피치 해상도를 얻기 위해 사용되는 보간(interpolation) 필터들에 삽입될 수 있다.

본 발명의 바람직한 실시예에서, 상기 설명된 상기 피치 분석 디바이스의 각 피치 예측 오차 연산 디바이스는,

a) 결과적으로 논리곱(convolved)된 피치 코드백터의 연산을 위해, 상기 피치 코드백터를 가중된(weighted) 합성 필터 출력 출력 신호와 논리곱하기 위한 논리곱(convolution) 유닛과,

b) 상기 논리곱된 피치 코드백터와 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 미득을 연산하기 위한 피치 미득 연산기와,

c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드백터를 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드백터를 상기 피치 미득과 곱하기 위한 증폭기와, 그리고

d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드백터를 병합(combine)시키기 위한 병합기 회로를 포함한다.

본 발명의 다른 바람직한 실시예에서, 상기 피치 미득 연산기는 다음의 식을 이용하여 상기 피치 미득 $(b^{(j)})$ 을 연산하기 위한 수단을 포함하며:

$$b^{(j)} = x \cdot y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2, \text{ 단, } j=0,1,2,\dots,K, K\text{는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서 x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(j)}$ 는 상기 합성된 피치 코드백터이다.

본 발명은 상기 설명된 피치 분석 디바이스를 가지며, 광대역 입력 신호를 인코딩하기 위한 인코더에 연관되고, 이는,

a) 선형 예측 합성 필터 계수들을 생성하기 위해 광대역 신호에 응답하는 선형 예측 합성 필터 연산기와,

b) 인식적으로(perceptually) 가중된 신호를 생성하기 위해서 상기 광대역 신호와 상기 선형 예측 합성 필터 계수들에 응답하는 인식적 가중치 필터와,

c) 가중된 합성 필터 출력 출력 신호를 생성하기 위해서 상기 선형 예측 합성 필터 계수들에 응답하는 충격 응답 생성기와,

d) 피치 코드백 파라미터들을 생성하기 위한 피치 검색 유닛과, 이는:

i) 피치 코드백터와 혁신적인(innovative) 검색 목표 벡터를 생성하기 위해서 상기 인식적으로 가중된 신호와 상기 선형 예측 합성 필터 계수들에 응답하는 피치 코드백 검색 디바이스와, 그리고

ii) 피치 코드백 파라미터들의 집단을로부터 최저 연산된 피치 예측 오차를 가지는 경로와 연관된 피치 코드백 파라미터들의 집단을 선택하기 위하여 피치 코드백터에 응답하는 피치 분석 디바이스를 포함하며,

d) 혁신적인 코드백 파라미터들을 생성하기 위해서 상기 가중된 합성 필터 출력 출력 신호, 그리고 혁신적인 검색 목표 벡터에 응답하는 혁신적인 코드백 검색 디바이스와, 그리고

e) 최저 피치 예측 오차, 혁신적인 코드백 파라미터들, 그리고 선형 예측 합성 필터 계수들을 가지는 경로와 연관되는 피치 코드백 파라미터들의 집단을 포함하는 인코딩된 광대역 신호를 생성하는 신호 형성 디바이스를 포함한다.

본 발명은 셀룰라 통신 시스템, 셀룰라 이동 송신/수신 유닛, 셀룰라 네트워크 소자(element), 그리고 상기 설명된 디코더를 포함하는 양방향 무선 통신 서브-시스템과도 연관된다.

본 발명의 목적을, 이점들 및 다른 특징들은 첨부되는 도면들을 참조하여 예시적인 방법으로 제공되는 후속하는 바람직한 실시예들의 제한적인 설명을 읽는 것으로 더 명백해질 것이다.

도면의 간단한 설명

도 1은 광대역 인코딩 디바이스의 바람직한 실시예를 간단한 블록다이어그램으로 나타낸 것이다.

도 2는 광대역 디코딩 디바이스의 바람직한 실시예를 간단한 블록다이어그램으로 나타낸 것이다.

도 3은 피치 분석 디바이스의 바람직한 실시예를 간단한 블록다이어그램으로 나타낸 것이다.

도 4는 도 1의 광대역 인코딩 디바이스와 도 2의 광대역 디코딩 디바이스가 사용될 수 있는 셀룰라 통신 시스템의 간략화된 블록 다이어그램으로 나타낸 것이다.

실시예

당 업계에서 일반적인 기술을 가진 업자에게는 공지된 것으로, 401과 같은(도 4참조) 셀룰라 통신 시스템은 넓은 지리학적 영역을 C개의 작은 셀들로 분리하는 것으로 넓은 지리학적 영역에 원거리통신 서비스를 제공한다. 상기 C개의 작은 셀들은 각 셀에 무선 신호(signalling), 음성 및 데이터 채널들을 제공하기 위해 개별적인 셀룰라 베이스 스테이션(base station)들(402, 402, 402)을 통해서 서비스된다.

무선 신호 채널들은 상기 셀룰라 베이스 스테이션(402)의 범위 영역(coverage area)(셀)의 한계 내에서 403과 같은 이동 무선전화기(radiotelephone)(이동 송신기/수신기 유닛)를 검색(page)하고, 그리고 상기 베이스 스테이션 셀의 내부 혹은 외부 중 하나에 위치된 다른 이동 무선전화기들(403)로 셀들을 위치시키거나, 공중 교환 전화 네트워크(Public Switched Telephone Network: PSTN)(404)와 같은 다른 네트워크에 셀들을 위치시키는데 사용된다.

일단, 무선전화기(403)가 성공적으로 셀에 위치되거나 수신하면, 상기 무선전화기(403)와 상기 무선전화기(403)가 놓인 셀에 해당하는 상기 셀룰라 베이스 스테이션(402) 간에 음성 또는 데이터 채널이 설정되고, 상기 베이스 스테이션(402)과 무선전화기(403) 간의 통신은 상기 음성 또는 데이터 채널을 통해 실시된다. 상기 무선전화기(403)는 통화가 진행중인 동안 신호 채널을 통해 제어 또는 타이밍(timing) 정보도 수신할 수 있다.

만일 무선전화기(403)가 통화가 진행중인 동안 셀을 떠나거나 인접하는 셀로 전이하는 경우, 상기 무선전화기(403)는 상기 통화를 상기 새로운 셀 베이스 스테이션(402)의 가용한 음성 또는 데이터 채널로 넘겨준다(hand over). 만일 무선전화기(403)가 통화가 진행되지 않는 동안 셀을 떠나거나 인접하는 셀로 전이하는 경우, 상기 무선전화기(403)는 상기 새로운 셀의 베이스 스테이션(402)에 입장(log into)하도록 상기 신호 채널을 통해 제어 메시지(message)를 전달한다. 이러한 방식으로 이동 통신을 광범위한 지리학적 영역에서 사용할 수 있다.

상기 셀룰라 통신 시스템(401)은 예를 들어서 무선전화기(403)와 상기 PSTN(404) 간의 통신 도중, 또는 제 1셀에 위치한 무선전화기(403)와 제 2셀에 위치한 무선전화기(403) 간의 통신 도중과 같은 상기 셀룰라 베이스 스테이션들(402)과 상기 PSTN(404) 간의 통신을 제어하기 위한 제어 터미널(terminal)(405)을 더 포함한다.

물론, 양방향 무선 통신 서브시스템은 한 셀의 베이스 스테이션(402)과 그 셀에 위치되는 무선전화기(403) 간에 음성 또는 데이터 채널을 설정할 필요가 있다. 도 4에서 매우 간단한 형태로 예시한 바와 같이, 이러한 양방향 무선 통신 서브시스템은 전형적으로 무선 전화기(403)를 포함하는데, 이는:

- 다음이 포함된 송신기(406):
 - 음성 신호를 인코딩하기 위한 인코더(407)와; 그리고
 - 409와 같은 안테나를 통해서 상기 인코더(407)로부터 상기 인코딩된 음성 신호를 전송하기 위한 전송회로(408)를 포함하고; 그리고
- 다음이 포함된 수신기(410)를 포함하며 이는:
 - 일반적으로 상기와 동일한 안테나(409)를 통해서 수신되는 인코딩된 음성 신호를 수신하기 위한 수신 회로(411)와; 그리고
 - 상기 수신 회로(411)로부터 상기 수신되는 인코딩된 음성 신호를 디코딩하기 위한 디코더(412)를 포함한다.

상기 무선전화기는 상기 인코더(407)와 디코더(412)가 연결되고, 이로부터 신호들을 처리하기 위한 다른 일반적인 무선전화 회로들(413)을 더 포함하며, 이러한 회로들(413)은 당 업자들에게는 공지된 것으로 본 명세서에서는 더이상 설명하지 않는다.

또한, 이러한 양방향 무선 통신 서브시스템은 전형적으로 다음과 같은 베이스 스테이션(402)을 포함하는데, 이는:

- 다음이 포함된 송신기(414):
 - 음성 신호를 인코딩하기 위한 인코더(415)와; 그리고
 - 417과 같은 안테나를 통해서 상기 인코더(415)로부터 상기 인코딩된 음성 신호를 전송하기 위한 전송회로(416)를 포함하고; 그리고
- 다음이 포함된 수신기(418)를 포함하며 이는:

- 송기와 동일한 안테나(417)를 통하거나 다른 안테나(미도시)를 통해서 송신되는 인코딩된 음성 신호를 수신하기 위한 수신 회로(419)와, 그리고

- 상기 수신 회로(419)로부터 상기 수신되는 인코딩된 음성 신호를 디코딩하기 위한 디코더(420)를 포함한다.

전면적으로, 상기 베이스 스테이션(402)은 상기 제어 터미널(405)과 상기 송신기(414) 및 수신기(418) 간의 통신을 제어하기 위해서 그에 관련되는 데이터베이스(422)에 따르는 베이스 스테이션 제어기(412)를 더 포함한다.

당 업자들에게 공지된 바와 같이, 예를 들어 양방향 무선 통신 서비스 시스템, 즉 무선 전화기(403)와 베이스 스테이션(402)사이를 통한 대화와 같은 음성 신호는 그 음성 신호를 전송하는데 필요한 대역폭을 줄이기 위해서 음성 인코딩이 필요하다.

LP 음성 인코더(415 및 407과 같은)는 전형적으로 13k비트/초 미만에서 동작하고, CELP 인코더들은 전형적으로 상기 음성 신호의 단기(short-term) 스펙트럼 외피(envelope)를 모델하기 위해서 LP 합성 필터를 이용한다. 상기 LP 필터는 전형적으로 매 10 또는 20ms 마다 상기 디코더(420과 412와 같은)로 전송되고 상기 디코더 종단에서 추출된다.

본 발명의 새로운 기법들은 상이한 LP 기반 코딩 시스템들에 적용할 수 있다. 그러나, CELP-형 코딩 시스템은 이러한 기법들의 제한없는 예제를 보이기 위한 목적으로 바람직한 실시예에 사용될 것이다. 동일한 방식으로, 이러한 기법들은 다른 종류의 광대역 신호들에도 적용할 수 있도록 음성 및 대화 외적인 음향 신호들에도 사용될 수 있다.

도 1은 광대역 신호들을 개선적으로 수용하기 위해서 변경된 CELP-형 음성 인코딩 디바이스의 일반적인 블록 다이어그램을 도시한다.

샘플링 입력 음성 신호(114)는 프레임이라 불리는 후속적인 L-샘플 블록들로 나누어진다. 각 프레임에서, 상기 프레임의 음성 신호를 나타내는 상이한 파라미터들이 연산되고, 인코딩되고, 그리고 전송된다. LP 합성 필터를 나타내는 LP 파라미터들은 일반적으로 각 프레임당 한번 연산된다. 상기 프레임은 N-샘플들의 더 작은 블록들(길이 N의 블록들)로 분리되고, 여기서 여기 파라미터들(피치와 혁신(innovation))이 결정된다. 상기 CELP 논문에서, 길이 N의 블록들은 서브프레임이라 불리며, 상기 서브프레임의 N-샘플 신호들은 N-차원 벡터들로 나타내어진다. 이러한 바람직한 실시예에서, 상기 길이 N은 5ms에 해당하는 반면, 상기 길이 L이 20ms에 해당하며, 이는 한 프레임이 4개의 서브프레임을 포함한다는 것이다(16kHz의 샘플링율에서 N=80이고, 12.8kHz로 다운-샘플링한 후에는 64이다). 가변적인 N-차원 벡터들은 상기 인코딩 순서에서 발생한다. 도 1과 2에 나타나는 모든 벡터들의 목록 및 송신되는 파라미터들을 나열한다.

주(main): N-차원 벡터들의 목록

s: 광대역 신호 입력 음성 벡터(다운-샘플링, 선-처리, 그리고 선-강조 이후)

s: 가중된 음성 벡터

s: 가중된 합성 필터의 영-입력(zero-input) 응답

s: 다운-샘플링 선-처리 신호

과다 샘플링된 합성 음성 신호

s: 강조-제거(deemphasis) 이전 합성 신호

s: 강조-제거된 합성 신호

s: 강조-제거 및 후처리된 이후의 합성 신호

x: 피치 검색을 위한 목표 벡터

x: 혁신 검색을 위한 목표 벡터

h: 가중된 합성 필터 충격(impulse) 응답

v: 지연 T에서의 적응성(피치) 코드책 벡터

y: 필터된 피치 코드책 벡터(h와 합성곱된(convolved) v)

c: 인덱스 k에서의 혁신된 코드책(상기 혁신적인 코드책의 k번째 구성원)

c: 개선되고 스케일된 혁신 코드책

u: 여기 신호(스케일된 혁신 및 피치 코드책들)

u: 개선된 여기

z: 대역-통과 잡음 순서

w: 백색 잡음 순서

w: 스케일된 잡음 순서

송신되는 파라미터들의 목록

STP-단기 예측 파라미터(A(z)로 정의)

T 피치 지연(lag) (또는 피치 코드백 인덱스)

b: 피치 이득 (또는 피치 코드백 이득)

J 상기 피치 코드백터에 사용되는 저역-통과 필터 인덱스

K: 코드백터 인덱스(혁신 코드백 구성원)

g: 혁신 코드백 이득

본 바람직한 실시예에서, 상기 STP 파라미터들은 프레임당 한번 송신되고 나머지 파라미터들은 프레임당 4번(모든 서브프레임) 송신된다.

인코더 측면

샘플된 신호는 도 1의 인코더 디바이스(100)에 의해서 블록을 기반으로 블록 상에서 인코딩되고, 이는 101에서 111로 번호 매겨지는 11개의 모듈들로 분리된다.

도 1에서, 상기 샘플된 입력 음성 신호(114)는 다운-샘플 모듈(101)에서 다운-샘플된다. 예를 들어, 상기 신호는 당 업자들에게 공지된 기법을 사용하여 16kHz에서 12.8kHz로 다운-샘플된다. 다른 주파수로 다운되는 다운-샘플링도 물론 생각할 수 있다. 다운-샘플링은 코딩 효율을 높이는 데, 이는 더 작은 주파수 대역폭이 인코딩되기 때문이다. 이는 또한 프레임의 샘플을 수가 줄어들기 때문에 상기 알고리즘의 복잡성이 줄어든다. 다운-샘플링의 사용은 비록 다운-샘플링이 16비트/초 이상일 필요가 없다면, 16비트/초 미만으로 줄어드는 경우 그 효과가 대단하다.

다운-샘플링 이후, 상기 20ms의 320-샘플 프레임은 256-샘플 프레임으로 줄어든다(다운-샘플링 비율 4/5).

그 다음, 상기 입력 프레임은 선택적인 선-처리 블록(102)에 제공된다. 선-처리 블록(102)은 50Hz 차단 주파수를 가진 고역-통과 필터를 포함할 수 있다. 고역-통과 필터(102)는 50Hz이하의 원하지 않는 음향을 제거한다.

상기 다운-샘플되고 선-처리된 신호는 $S_x(n)$, $n=0, 1, 2, \dots, L-1$ 로 나타내어지고, 여기서 L은 프레임의 길이이다(12.8kHz의 샘플링 주파수에서 256). 상기 선-강조 필터(103)의 바람직한 실시예에서, 상기 신호 $S_x(n)$ 는 다음의 전달함수를 가지는 필터를 이용하여 선-강조된다:

$$P(z) = 1 - \mu z^{-1}$$

여기서 μ 는 0에서 1(전형적으로 $\mu=0.7$)사이의 값을 가지는 선-강조 요소이다. 고차 필터역시 사용될 수 있다. 고역-통과 필터(102)와 선-강조 필터(103)는 더 효율적인 고정-소숫점 연산들을 획득하기 위해서 교환되어질 수 있다는 것을 지적한다.

상기 선-강조 필터(103)의 함수는 상기 신호의 고주파 내용들을 개선하기 위한 것이다. 이는 또한 상기 입력 음성 신호의 동적 영역을 줄이며, 이를 고정-소숫점 연산에 더 적합하도록 만든다. 선-강조 없이, 단일-정확성(single-precision) 연산을 이용한 고정-소숫점에서 LP 분석은 수행이 어렵다.

또한, 선-강조는 양자화 오차의 인식적인 가중치를 적절히 부여하는데 중요한 역할을 하며, 이는 개선된 음질을 제공한다. 이는 다음에 더 자세히 설명할 것이다.

선-강조 필터(103)의 출력은 $s(n)$ 으로 나타낸다. 상기 신호는 연산 모듈(104)의 LP 분석을 수행하기 위해 사용된다. LP 분석은 당 업자들에게 공지된 사항이다. 본 바람직한 실시예에서는, 자동상호관계(autocorrelation) 접근법이 사용된다. 상기 자동상호관계 접근에서, 상기 신호($s(n)$)는 해밍(Hamming) 윈도우(window)(일반적으로 약 30-40ms 길이를 가진)를 이용하여 처음 윈도우된다. 상기 자동상호관계는 상기 윈도우된 신호로부터 연산되고, 레빈슨-더빈(Levinson-Durbin) 재귀가 LP 필터 계수들, a_j , 여기서 $j=1, \dots, p$, 여기서 p는 LP의 차수로 광대역 코딩에서 전형적으로 16,을 연산하는데 사용된다. 상기 파라미터들 a_j 는 상기 LP 필터의 전달함수 계수들이고, 이는 다음과 같은 관계식으로부터 주어진다:

$$A(z) = 1 + \sum_{j=1}^p a_j z^{-j}$$

LP 분석은 연산 모듈(104)에서 수행되고, 이는 또한 상기 LP 필터 계수들의 양자화 및 보간법(interpolation)을 수행한다. 상기 LP 필터 계수들은 양자화 및 보간법을 수행하기 적절한 다른 동등 영역(equivalent domain)으로 처음 전송된다. 상기 라인 스펙트럼 쌍(LSP)과 이미턴스(impedance) 스펙트럼 쌍(ISP) 영역들은 양자화와 보간법이 효율적으로 수행될 수 있는 두 영역들이다. 상기 16 LP 필터 계수들, a_j 는 분리 또는 다중-스테이지 양자화 혹은 이들의 조합을 이용하여 약 30에서 50 비트들로 양자화될 수 있다. 상기 보간법의 목적은 각 서브프레임의 상기 LP 필터 계수들을 갱신하기 위한 것이며, 이는 비트율을 증가시키지 않고도 인코더 성능을 향상시킨다. 상기 LP 필터 계수들의 양자화 및 보간법은 당 업자들에게 공지된 것으로 믿어지므로 더이상 본 명세서에서 설명하지 않는다.

다음 단락들은 서브프레임 기반 상에서 실시되는 나머지 코딩을 설명할 것이다. 다음의 설명에서, 상기 필터 $A(z)$ 는 상기 서브프레임의 양자화되지 않고 보간되지 않은 LP 필터를 나타내며, 필터 $\hat{A}(z)$ 는 상기 서브프레임의 양자화되고 보간된 LP 필터를 나타낸다.

인식적인 가중치:

분석-합성(analysis-by-synthesis) 인코더들에서, 상기 최적 피치 및 혁명 파라미터들은 인식적으로 가중

되는 영역에서 입력 음성과 합성 음성 간의 평균 제곱 오차를 최소화 하는 것으로 검색된다. 이는 상기 가중된 입력 음성과 가중된 합성 음성 간의 오차를 최소화 하는 것과 동일하다.

상기가중된 신호 $s_c(n)$ 은 인식적인 가중치 필터(105)에서 연산된다. 전통적으로, 상기 가중된 신호 $s_c(n)$ 은 다음 형태의 전달함수 $W(z)$ 를 가지는 가중치 필터에 의해서 연산된다:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/A(z/\gamma_2) \quad \text{여기서 } 0 < \gamma_1 < \gamma_2 \leq 1$$

당 업자에게 공지된 바와 같이, 종래 분석-합성(ABS) 인코더들에서, 분석은 상기 양자화 오차가 전달함수 $W'(z)$ 로 가중된다는 것을 보이며, 이는 상기 인식적인 가중치 필터(105)의 전달함수의 역이다. 이 결과는 IEEE 트랜잭션 ASSP 제 27권, 3호, 247-254페이지, 1979년 6월, 비. 에스. 마탈(Atal)과 엠. 알. 슈레더(Schroeder)의 '음성의 예측적인 코딩과 주관적 오차 기준(Predictive coding of speech and subjective error criteria)'에서 잘 설명되어 있다. 전달함수 $W'(z)$ 는 입력 음성 신호의 포르만트(formant) 구조를 나타낸다. 그래서, 상기 인간의 귀의 차폐(masking) 특성은 상기 양자화 오차를 형성하는 것에 의해 이용되고, 그로인해 이는 상기 포르만트 영역에서 더 많은 에너지를 가지며, 이는 이러한 영역에 존재하는 강한 신호 에너지에의해서 차폐된다. 가중치의 합은 요소 γ_1 과 γ_2 에 의해서 제어된다.

상기 전통적인 인식적 가중치 필터(105)는 전화 대역 신호에 대해서는 잘 동작한다. 하지만, 이러한 전통적인 인식적 가중치 필터(105)는 광대역 신호들의 효율적인 인식적 가중치에는 부적절하다는 것이 밝혀졌다. 또한 상기 전통적인 인식적 가중치 필터(105)는 상기 포르만트 구조의 모델링과, 통시적으로 요구되는 스펙트럼 틸트에서 고유한 제한을 가진다. 상기 스펙트럼 틸트는 상기 저주파에서 고주파까지의 동적 영역 때문에 광대역 신호들에서 더 많이 나타난다. 종래 기술은 상기 틸트와 상기 광대역 입력 신호를 분리적으로 제어하기위해서 틸트 필터를 $W(z)$ 에 부가하도록 권해왔다.

이러한 문제의 새로운 해법은, 본 발명에 따르면, 입력에 선-강조 필터(103)를 도입하고, 상기 LP 필터 $A(z)$ 를 상기 선-강조된 음성 $s(n)$ 을 기반으로 연산하며, 그리고 그 공통부분을 고정하는 것에 의해 변경된 필터 $W(z)$ 를 이용한다.

LP 분석은 상기 LP 필터 $A(z)$ 를 획득하기위해서 상기 선-강조된 신호 $s(n)$ 상의 모듈(104)에서 수행된다. 또한, 고정된 공통부분을 가지는 새로운 인식적 가중치 필터(105)가 사용된다. 상기 인식적 가중치 필터(104)에 대한 전달함수의 예제는 다음의 식에 의해 주어진다:

$$W(z) = A(z/\gamma_1)/(1 - \gamma_2 z^{-1}) \quad \text{여기서 } 0 < \gamma_1 < \gamma_2 \leq 1$$

상기 공통부분에서 높은 차수가 이용될 수 있다. 실질적으로 이러한 구조는 상기 틸트로부터 상기 포르만트 가중치를 분리한다.

$A(z)$ 가 상기 선-강조된 음성 신호 $s(n)$ 을 기반으로 연산되기 때문에, 상기 필터 $1/A(z/\gamma_1)$ 의 틸트는 $A(z)$ 는 상기 원본 음성을 기반으로 연산되는 경우 발생하는 것에 비해 덜 나타난다는 것에 유의한다. 강조-제거는 다음과 같은 전달함수를 가지는 필터를 이용하여 상기 디코더 종단에서 수행되기 때문에, 양자화 오차 스펙트럼은 전달함수 $W'(z)P'(z)$ 를 가지는 필터에 의해서 형성된다:

$$P'(z) = 1/(1 - \mu z^{-1})$$

전형적인 경우에서, γ_1 가 μ 와 동일하게 설정되는 경우, 상기 양자화 오차의 스펙트럼은 그 전달함수가 $1/A(z/\gamma_1)$ 이고 선-강조된 음성 신호를 기반으로 연산되는 $A(z)$ 를 가진 필터로 형성된다. 선-강조와 변경된 가중치 필터링의 조합에 의한 오차 형성을 달성하는 구조를 보이는 주관적인 청취(listening)는 광대역 신호들의 인코딩에 대단히 효율적이며, 고정-소숫점 알고리즘 연산을 쉽게 할 수 있다는 부가적인 이점도 있다.

피치 분석:

상기 피치 분석을 간략화 하기위해서, 개-루프 피치 지연(T_a)이 상기 가중된 음성 신호 $s_c(n)$ 을 이용하여 상기 개-루프 피치 검색 모듈(106)에서 처음 추정된다. 그 다음, 서브프레임 기반 페-루프 피치 검색 모듈(107)에서 수행되는 상기 페-루프 피치 분석은 상기 LPT 파라미터들(T 와 b)(피치 지연과 피치 미들)의 검색 복잡성을 대단히 줄이는 상기 개-루프 피치 지연(T_a) 근방에서 제한된다. 개-루프 피치 분석은 일반적으로 당 업자들에게 공지된 기법들을 이용하여 매 10ms(서브프레임 2개)마다 한번씩 모듈(106)에서 실시된다.

LPT(장기 예측(long Term Prediction))를 위한 상기 목표 벡터(x)가 먼저 연산된다. 이는 일반적으로 가중된 합성 필터 $W(z)/A(z)$ 의 영-입력 응답(s_0)을 상기 가중된 음성 신호 $s_c(n)$ 에서 빼는 것으로 계산된다. 상기 영-입력 응답(s_0)은 영-입력 응답 연산기(108)에서 연산된다. 좀더 구체적으로, 상기 목표 벡터(x)는 다음 식을 이용하여 연산된다:

$$x = s_c - s_0$$

여기서 x 는 상기 N -차원 목표 벡터이고, s_c 은 서브프레임에서 가중된 음성 벡터, 그리고 s_0 은 그 초기 상태들에 의한 상기 조합 필터 $W(z)/A(z)$ 의 출력인 필터 $W(z)/A(z)$ 의 영-입력 응답이다. 상기 영-입력 응답 연산기(108)는 상기 LP 분석, 양자화 및 보간법 연산기(104)로부터 양자화되고 보간된 LP 필터 $A(z)$ 에 응답하고, 필터 $W(z)/A(z)$ 의 영-입력 응답(s_0)을 연산하기 위하여(이러한 부분의 응답은 상기 입력을 0으로 설정하는 것으로 결정되는 초기 상태에 기인한다) 메모리 모듈(111)에 저장되는 상기 가중된

합성 필터 $\hat{A}(z)/\hat{A}(z)$ 의 초기 상태들에 응답한다. 상기 동작은 당 업자들에게 공지된 것으로 더이상 설명하지 않는다.

물론, 상기 목표 벡터(x)를 연산하는데 수학적으로 동등한 접근들도 대안으로 사용될 수 있다.

상기 가중된 합성 필터 $\hat{A}(z)/\hat{A}(z)$ 의 N-차원 충격 응답 벡터(h)는 모듈(104)로부터 상기 LP 필터 계수를 $\hat{A}(z)$ 과 $\hat{A}(z)$ 를 이용하여 상기 충격 응답 생성기(109)에서 연산된다. 역시, 상기 동작도 당 업자들에게 공지된 것이므로 본 명세서에서는 더 설명하지 않는다.

상기 캐-루프 피치(또는 피치 코드백) 파라미터들(b, T 그리고 J)은 상기 캐-루프 피치 검색 모듈(107)에서 연산되고, 이는 상기 목표 벡터(x), 충격 응답 벡터(h) 그리고 입력으로서 상기 캐-루프 피치 지연(T_a)을 이용한다. 전통적으로, 상기 피치 예측은 다음과 같은 전달함수를 가지는 피치 필터에 의해서 나타내어진다:

$$1/(1-bz^{-T})$$

여기서 b는 피치 이득이고, T는 피치 지연이다. 이러한 경우에서, 상기 여기 신호 $u(n)$ 에 대한 상기 피치 기여는 $bu(n-T)$ 에 의해서 주어지며, 여기서 상기 전체 여기는 다음을 통해 주어진다:

$$u(n) = bu(n-T) + g_c(n)$$

여기서 g는 혁신적 코드백 이득이고 $c_k(n)$ 은 인덱스 k에서의 혁신적 코드벡터이다.

이러한 표현은 만일 피치 지연(T)이 상기 서브프레임 길이(N)보다 짧다면 제한을 가진다. 다른 표현에 있어서, 상기 피치 기여는 상기 이전 여기 신호를 포함하는 피치 코드백으로 보여질 수 있다. 일반적으로, 상기 피치 코드백의 각 벡터는 이전 벡터에서 하나 이동된(shift-by-one) 것(한 샘플을 버리고 새로운 샘플들을 추가함)이다. 피치 지연들 $T > N$ 에 있어서, 상기 피치 코드백은 상기 필터 구조($1/(1-bz^{-T})$)와 동등하고, 피치 지연(T)에서 피치 코드백 벡터 $v_r(n)$ 은 다음과 같이 주어진다:

$$v_r(n) = u(n-T), \quad n=0, \dots, N-1$$

N 보다 작은 피치 지연(T)에 있어서, 벡터 $v_r(n)$ 은 상기 벡터가 완결되기까지(이는 상기 필터 구조와 동등한 것이 아님) 상기 과거 여기로부터 가능한 샘플들을 반복하는 것에 의해 만들어진다.

최근 인코더들에서, 높은 피치 해상도가 음성(voiced) 음향 신호의 품질을 획기적으로 개선하는데 사용된다. 다상(polyphase) 보간 필터들을 이용하여 상기 과거 여기 신호를 과다 샘플하는 것으로 달성된다. 이러한 경우에 있어서, 상기 벡터 $v_r(n)$ 은 일반적으로 정수적이지 않은 지연(예를 들어 50.25)인 피치 지연(T)을 가지는 상기 과거 여기가 보간된 것에 해당한다.

상기 피치 검색은 목표 벡터(x)와 스케일되고 필터된 과거 여기 간의 평균 제곱되고 가중된 오차(E)를 최소화 하는 최적의 이득(b) 및 피치 지연(T)의 검색을 포함한다. 오차(E)는 다음과 같이 표현된다:

$$E = \|x - by_r\|^2$$

여기서 y_r 는 피치 지연(T)에서 필터된 피치 코드백 벡터이며:

$$y_r(n) = v_r(n) * h(n) = \sum_{i=0}^{N-1} v_r(n-i)h(n-i), \quad n=0, \dots, N-1$$

상기 오차(E)는 다음과 같은 검색 기준을 최대화 하는 것으로 최소화 할 수 있다:

$$C = \frac{x'y_r}{\sqrt{y_r'y_r}}$$

여기서 t는 벡터 이항(transpose)을 나타낸다.

본 발명의 이러한 바람직한 실시예에서, 1/3 서브샘플 피치 해상도가 사용되고, 그리고 상기 피치(피치 코드백) 검색은 3 스테이지들의 조합이다.

제 1스테이지에서, 캐-루프 피치 지연(T_a)이 상기 가중된 음성 신호 $s_c(n)$ 에 대한 응답으로 캐-루프 검색 모듈(106)에서 설정된다. 상기 설명한 바에서 지적인 대로, 상기 캐-루프 피치 분석은 일반적으로 당 업자들에게 공지된 바와 같이, 매 10ms(서브프레임, 2개)당 한번씩 실시된다.

제 2스테이지에서, 상기 검색 기준(C)은 상기 추정된 캐-루프 피치 지연(T_a)(일반적으로 ± 5) 근방의 정수 피치 지연들에 대하여 상기 캐-루프 피치 검색 모듈(107)에서 검색되며, 이는 상기 검색 순서를 대단히 간략화 한다. 상기 간단한 절차는 각 피치 지연에 대한 합성곱을 연산할 필요 없이 상기 필터된 코드 벡터(y_r)를 곱산하는데 사용된다.

상기 제 2스테이지에서 최적 정수 피치 지연이 검출되면, 상기 검색의 제 3스테이지(모듈(107))는 상기 최적 정수 피치 지연 근방에서 단편들(fraction)을 검사한다.

상기 피치 예측기가 $1/(1-bz^{-T})$ 형태의 필터로 나타내어지면, 이는 피치 지연을 T에 대한 유효 가정이며, 고, 상기 피치 필터의 스펙트럼은 상기 전체 주파수 영역 상에서 하모닉(harmonic) 구조를 보이며, 이때

하모닉 주파수는 $1/7$ 에 비례한다. 광대역 신호들에서, 이러한 구조는 그다지 효율적이지 못한다. 광대역 신호들에서 상기 하모닉 구조는 전대 확장 스펙트럼을 포함하지 못하기 때문이다. 상기 하모닉 구조는 특정 주파수 이상에서만 존재하고, 이는 유성을 세그먼트에 달려있다. 그래서, 광대역 음성에서 유성을 세그먼트의 피치 기여를 효율적으로 나타내기 위해서, 상기 피치 예측 필터는 상기 광대역 스펙트럼 상의 어떤 주기성이 타당적일 필요가 있다.

광대역 신호들에서 상기 음성 스펙트럼의 하모닉 구조를 효과적으로 모델링할 수 있는 새로운 방법이 본 명세서에서 설명될 것이고, 그로 인해 몇몇 형태의 저역 통과 필터들이 상기 과거 여기에 적용되고, 높은 예측 이득을 가진 상기 저역 통과 필터들이 선택된다.

서브샘플링 피치 해상도가 사용되는 경우, 상기 저역 통과 필터들은 더 높은 피치 해상도를 획득하기 위하여 상기 보간 필터들에 삽입될 수 있다. 이러한 경우, 상기 선택된 정수 피치 지연 근방의 단편들에서, 상기 피치 검색의 제 3스테이지는 상이한 저역-통과 특성들을 가지는 몇몇 보간 필터들에서 반복되고, 상기 검색 기준(C)을 최소화하는 필터 인덱스와 상기 단편들이 선택된다.

간단한 접근은 특정 주파수 응답을 가지는 단 하나의 보간 필터를 이용하여 최적 단편적 피치 지연을 결정하기 위하여 상기 언급된 3 스테이지에서 검색을 완료하고, 상기 상이한 기 설정된 저역-통과 필터들을 상기 선택된 피치 코드책 벡터(v_i)에 적용하는 것을 통해서, 상기 중단에서 최적 저역-통과 필터 형태를 선택하고, 상기 피치 예측 오류를 최소화하는 저역-통과 필터를 선택한다.

도 3은 상기 제안된 접근의 바람직한 실시예의 간략한 블록 다이어그램을 예시한 것이다.

메모리 모듈(303)에서, 상기 과거 여기 신호 $u(n)$, $n < 0$, 가 저장된다. 상기 피치 코드책 검색 모듈(301)은 상기 정의된 검색 기준(C)을 최소화하는 피치 토드책(피치 코드책) 검색을 수행하기 위하여 메모리 모듈(303)로부터 상기 목표 벡터(x), 상기 개-루프 피치 지연(T_d) 및 과거 여기 신호 $u(n)$, $n < 0$, 에 응답한다. 상기 모듈(301)에서 실시되는 상기 검색의 결과로부터, 모듈(302)은 최적 피치 코드책 벡터(v_i)를 생성한다. 서브-샘플링 피치 해상도가 이용되기 때문에(단편적 피치), 상기 과거 여기 신호 $u(n)$, $n < 0$, 가 보간되고, 상기 피치 코드책 벡터(v_i)는 상기 보간된 과거 여기 신호에 해당한다는 것에 주의한다. 이러한 바람직한 실시예에서, 상기 보간 필터(모듈(301) 내에 있으며 미도시)는 약 7000Hz 이상의 주파수 내용을 제거하는 저역-통과 특성을 가진다.

바람직한 실시예에서, K 필터-특성들이 이용되는데; 이러한 필터 특성들은 저역-통과 또는 대역-통과 필터 특성일 수 있다. 상기 최적 코드책 벡터(v_i)가 설정되고 상기 피치 코드책 생성기(302)로부터 제공되면, v_i 의 K-필터된 것은 $305^{(j)}$ 와 같은 K 상이한 주파수 형태 필터들을 이용하여 개별적으로 연산되며, 여기서 $j=1, 2, \dots, K$ 이다. 이러한 필터된 것들은 $v_i^{(j)}$ 로 나타내어지며, 여기서 $j=1, 2, \dots, K$ 이다. 상기 상이한 벡터들 $v_i^{(j)}$ 은 개별적인 모듈들(304^(j))에서, 상기 벡터들($y^{(j)}$)를 획득하기 위해서, 여기서 $j=1, 2, \dots, K$ 이고, 상기 출력 응답(h)와 논리곱되며, 여기서 $j=1, 2, \dots, K$ 이다. 각 벡터($y^{(j)}$)에 대한 평균 제공된 피치 예측 오차를 연산하기 위해서, 상기 값($y^{(j)}$)은 해당 증폭기(307^(j))를 이용하여 이득(b)과 곱해지고, 상기 값($by^{(j)}$)은 해당 뺄셈기(308^(j))를 이용하여 상기 목표 벡터(x)에서 뺄셈된다. 선택기(309)는 평균 제공된 피치 예측 오차를 최소화 하는 상기 주파수 형태 필터(305^(j))를 선택하며, 상기 오차는

$$e^{(j)} = \|x - b^{(j)} y^{(j)}\|^2, \quad j=1, 2, \dots, K \text{이다.}$$

$y^{(j)}$ 의 각 값에 대한 상기 평균 제공된 피치 예측 오차($e^{(j)}$)를 연산하기 위해서, 상기 값($y^{(j)}$)은 해당하는 증폭기(307^(j))를 이용하여 이득(b)과 곱해지고, 상기 값($by^{(j)}$)은 해당하는 뺄셈기(308^(j))를 이용하여 상기 목표 벡터(x)에서 뺄셈된다. 각 이득($b^{(j)}$)은 인덱스(j)에서 주파수 형태 필터와 관계하는 해당 이득 연산기(306^(j))에서 다음과 같은 관계식을 이용한다:

$$b^{(j)} = x^T y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2$$

선택기(309)에서, 상기 파라미터들(b, T, 그리고 j)은 평균 제공된 피치 예측 오차(e)를 최소화 하는 v_i 또는 $w^{(j)}$ 를 기반으로 선택된다.

도 1에서, 상기 피치 코드책 인덱스(T)는 인코딩된 후 멀티플렉서(multiplexer)(112)로 전달된다. 상기 피치 이득(b)은 양자화된 후 멀티플렉서(112)로 전달된다. 이러한 새로운 접근법으로, 별도(extra) 정보가 상기 멀티플렉서(112) 내의 상기 선택된 주파수 형태 필터의 상기 인덱스(j)를 인코딩하는데 필요하다. 예를 들면서, 만약 3개의 필터들이 사용된다면($j=0, 1, 2, 3$), 이 정보를 나타내기 위해서 2비트가 필요하다. 상기 필터 인덱스 정보(j)는 상기 피치 이득(b)과 같이 결부되어 인코딩될 수 있다.

혁신적 코드책 검색:

상기 피치 또는 LTP(장기 예측) 파라미터들(b, T, 그리고 j)이 결정되면, 상기 다음 단계는 도 1의 검색 모듈(110) 수단에 의해서 최적 혁신적 여기에 대해 검색하는 것이다. 먼저, 상기 목표 벡터(x)는 상기 LTP 기여를 빼는 것으로 갱신된다:

$$x' = x - by$$

여기서 b는 피치 이득이고, y_i 는 필터된 피치 코드책(도 3을 참조하여 설명한 바와 같이, 상기 출력 응답(h)와 합성곱되고 상기 선택된 저역 통과 필터로 필터된 지연(T)에서의 과거 여기)이다.

OEL에서의 검색 절차는 상기 목표 벡터와 상기 스케일되고 필터된 코드벡터 간의 평균 제곱 오차

$$E = \|x - gHc\|^2$$

를 최소화 하는 최적 여기 코드벡터(c)와 이득(g)을 검색하는 것으로 수행되며, 여기서 H는 상기 출력 응답 벡터(h)로부터 파생되는 낮은 삼각 논리곱 행렬이다.

본 발명의 바람직한 실시예에서, 상기 혁신적인 코드책 검색은 1995년 8월 22일 발행된 미국 특허 제 5,444,816호(아도울(Adoul) 등), 1997년 12월 17일 아도울 등에게 승인된 제 5,699,482호, 1998년 5월 19일 아도울 등에게 승인된 제 5,754,976호, 그리고 1997년 12월 23일의 제 5,701,392(아도울 등)에 설명된 바와 같이 대수적 코드책의 수단에 의해서 모듈(110)에서 실시된다.

최적 여기 코드벡터(c)와 그 이득(g)이 모듈(110)에서 선택되면, 상기 코드책 인덱스(k)와 이득(g)은 인 코드되고 멀티플렉서(112)로 전달된다.

도 1에서, 상기 파라미터들(b, T, J, A(z), k 그리고 g)은 통신 채널을 통해서 송신되기 전에 상기 멀티플렉서(112)를 거쳐 멀티플렉스된다.

메모리 검색:

메모리 모듈(111)(도 1)에서, 상기 가중된 합성 필터 $w(z)/A(z)$ 의 상태들은 상기 가중된 합성 필터를 통해 상기 여기 신호 $u = g_c + b_v$ 를 필터링하는 것에 의해서 갱신된다. 이러한 필터링 후, 상기 필터의 상태들은 기억되고 다음 서브프레임에서 연산기 모듈(108)에서 영-입력 응답을 연산하기 위한 초기값으로 사용된다.

상기 목표 벡터(x)의 경우에서와 같이, 당 업자들에게 공지된 수학적으로 동등한 접근들도 다른 대안으로 사용될 수 있다.

디코딩 측면

도 2의 음성 디코딩 디바이스(200)은 디지털 입력(222)(멀티플렉서(217)로의 입력 스트림)과 출력 샘플링 음성(223)(가산기(221) 출력) 간에 실시되는 다양한 단계들을 예시한다.

디멀티플렉서(217)는 상기 합성된 모델 파라미터들을 디지털 입력 채널로부터 수신된 미진 정보로부터 추출한다. 수신된 각 미진 프레임으로부터, 상기 추출된 파라미터들은:

- 단기 예측 파라미터들(STP) $A(z)$ (프레임당 한번)과;
- 장기 예측(LTP) 파라미터들(T, b, 그리고 J)(각 서브프레임에 대해서)과; 그리고
- 혁명 코드책 인덱스(k)와 이득(g)(각 서브프레임에 대해서)이다.

현재 음성 신호는 이후 설명될 이러한 파라미터들을 기반으로 합성된다.

혁명적 코드책(218)은 증폭기(224)를 통해 디코딩된 이득 요소(g)로 스케일된 혁명 코드벡터(c)를 생성한다. 도록, 상기 인덱스(k)에 응답한다. 바람직한 실시예에서, 이전에 언급한 미국 특허 제 5,444,816호; 제 5,699,482호; 제 5,754,976호; 그리고 제 5,701,392호에 설명된 바와 같은 혁명적 코드책(218)은 상기 혁명적인 코드벡터(c)를 나타내는데 사용된다.

상기 증폭기(224)의 출력에서 상기 생성된 스케일되는 코드벡터(gc)는 혁명적인 필터(205)를 통해 처리된다.

주기 개선(periodicity enhancement):

상기 증폭기(224)의 출력에서 상기 생성된 스케일되는 코드벡터는 주파수-증속 피치 개선기(enhancer)(205)를 통해 처리된다.

상기 여기 신호(u)의 주기 개선은 유성음 세그먼트의 품질을 개선한다. 이는 $1/(1 - e^{bz^T})$ 형태의 필터를 통해 혁신적인 코드책(고정된 코드책)(218)으로부터 혁신 벡터를 필터링 하는 것으로 이전에 완료되며, 여기서 e는 도입되는 주기의 양을 제어하는 0.5 미만의 요소이다. 상기 접근은 광대역 신호들의 경우 비 효율적인데, 이는 전체 스펙트럼 상의 주기를 도입하기 때문이다. 본 발명의 일부인 새로운 대안적 접근이 설명되며, 그로인해 주기 개선은 저주파를 보다 고주파들을 강조하는 주파수 응답의 혁신 필터(205)(F(z))를 통해 상기 혁신적인(고정된) 코드책으로부터 혁신적인 코드벡터(c)를 필터링하는 것으로 달성된다. 상기 F(z)의 계수들은 상기 여기 신호(u)의 주기 함에 관련된다.

당 업자들에게 공지된 많은 방법들이 유효한 주기 계수들을 얻는데 사용될 수 있다. 예를 들어서, 이득 값(b)이 1에 가까우면, 상기 여기 신호(u)의 주기는 높고, 그리고 만약 이득(b)이 0.5 미만이면 주기는 낮다.

본 바람직한 실시예에서, 상기 필터(F(z)) 계수들을 유도하는 다른 효율적인 방법은 이들을 상기 전체 여기 신호(u)의 피치 기여도에 연관시키는 것이다. 그 결과 상기 서브프레임 주기에 증속되는 주파수 응답이 나타나며, 여기서 높은 주파수들은 높은 피치 이득들에 대해 더 강하게 강조된다(전체 기술품이 강해짐). 혁신 필터(205)는 상기 여기 신호(u)가 더 주기적인 경우 낮은 주파수들에서 상기 혁신 코드벡터(c)의 에너지를 낮추고, 이는 상기 여기 신호(u)의 주기를 높은 주파수들에 비해 낮은 주파수들에서 더 개선한다. 혁신 필터(205)에 대해 제안되는 필터(205)는

$$(1) F(z) = 1 - \alpha z^{-1} \quad (2) F(z) = -\alpha z + 1 - \alpha z^{-1}$$

여기서 α 또는 α 는 상기 여기 신호(u)의 주기 레벨로부터 파생되는 주기 요소들이다.

상기 두번째 $F(z)$ 의 3-용어는 바람직한 실시예에서 사용된다. 상기 주기 요소(α)는 유성음 요소 생성기(204)에서 연산된다. 몇몇 방법들도 상기 여기 신호(u)의 주기를 기반으로 상기 주기 요소(α)를 유도하는데 사용될 수 있다. 두가지 방법들을 다음에 나타내었다.

방법 1:

상기 전체 여기 신호(u)에 대한 피치 기여의 비율은 다음에 의해서 유성음 요소 생성기(204)에서 먼저 연산되며

$$R_p = \frac{b^2 v_r^2}{\sum_{n=0}^{N-1} u^2(n)}$$

여기서 v_r 는 피치 코드백 벡터이고, b 는 피치 이득, 그리고 u 는

$$u = gq_r + bv_r$$

에 의해서 가산기(219)의 출력에서 주어지는 상기 여기 신호(u)이다.

상기 용어 bv_r 는 메모리(203)에 저장되는 상기 피치 지연(T)과 v_r 의 과거 값에 응답하는 상기 피치 코드백(피치 코드백)(200)에서 그 소스를 가진다. 그 다음, 상기 피치 코드백(201)로부터 상기 피치 코드백터(v_r)는 상기 디멀티플렉서(217)로부터 인덱스(J)를 수단으로 하여 조절되는 차단 주파수를 가지는 저역-통과 필터(202)를 통해 처리된다. 그 다음, 상기 결과 코드백터(217)는 상기 신호(bv_r)를 획득하기 위해서 증폭기(226)를 통해 상기 디멀티플렉서(217)로부터의 이득(b)과 곱해진다.

상기 요소(α)는

$$\alpha = qR_p, \quad \alpha < q$$

에 의해서 유성음 요소 생성기(204)에서 연산되고, 여기서 q 는 개선의 양을 제어하는 요소이다(q 는 본 바람직한 실시예에서 0.25로 설정된다).

방법 2:

주기 요소(α)를 연산하기 위해서 본 발명의 바람직한 실시예에서 사용되는 다른 방법이 이하 논의된다.

먼저, 음성 벡터(r_r)는 다음과 같은 식을 이용하여 상기 유성음 요소 생성기(204)에서 연산되고

$$r_r = (E_r - E_s) / (E_r + E_s)$$

여기서 E_r 는 스케일된 피치 코드백터(bv_r)의 에너지이고 E_s 는 상기 스케일된 혁신적 코드백터(gq_r)의 에너지이다. 다시 말해서

$$E_v = b^2 v_r^T v_r = b^2 \sum_{n=0}^{N-1} v_r^2(n)$$

그리고

$$E_c = g^2 q_r^T q_r = g^2 \sum_{n=0}^{N-1} q_r^2(n)$$

r_r 의 값이 -1에서 1사이에 있다는 것을 유의한다(1은 순수한 유성음 신호들에 해당하고 -1은 순수한 비유성음 신호들에 해당한다).

그 다음, 상기 바람직한 실시예에서, 상기 요소(α)가

$$\alpha = 0.125(1+r_r)$$

유성음 요소 생성기(204)에 의해서 연산되고, 여기서 순수한 비유성음 신호들은 0의 값에 해당하고 순수한 유성음 신호들은 0.25에 해당한다.

이러한 처음에서, $F(z)$ 의 2-용어, 주기 요소(α)는 $\alpha = 2\alpha$ 를 이용하여 상기 방법 1과 2에서 대략적으로 구해질 수 있다. 이러한 경우에서, 상기 주기 요소(α)는 상기 방법 1에 따라서 연산되고

$$\alpha = 2qR_p, \quad \alpha < 2q$$

방법 2에서, 상기 주기 요소(α)는 다음과 같이 연산된다:

$$\alpha = 0.25(1+r_r)$$

그래서 상기 개선된 신호(c_r)는 상기 개선 필터(205)($F(z)$)를 통해서 상기 스케일된 혁신 코드백터(gq_r)를

필터링하는 것으로 연산된다.

상기 개선된 여기 신호(u)는 다음을 통해서 상기 가산기(220)에 의해 연산된다:

$$u = c_1 + b v_1$$

상기 처리는 상기 인코더(100)에서 수행되지 않는다는 것을 유의한다. 그래서, 상기 인코더(100)와 디코더(200) 간의 동기성(synchronism)을 유지하면서 개선 없이 상기 여기 신호(u)를 이용하여 상기 피치 코드백(201)의 내용을 갱신하는 것이 필수적이다. 그래서, 상기 여기 신호(u)는 상기 피치 코드백(201)의 상기 메모리(203)를 갱신하는데 사용되고, 상기 개선된 여기 신호(u)는 상기 LP 합성 필터(206)의 입력에서 사용된다.

합성 및 강조제거

합성된 신호(s)는 현재 서브시스템의 보관된 LP 필터가 $A(z)$ 이며, $1/A(z)$ 형태를 가지는 상기 LP 합성 필터(206)를 통해 상기 개선된 여기 신호(u)를 필터링하는 것에 의해 연산된다. 도 2에서 볼 수 있는 바와 같이, 디멀티플렉서(217)로부터 라인(225) 상의 상기 양자화된 LP 계수를 $A(z)$ 이 상기 LP 합성 필터(206)의 상기 파라미터들을 조절하기 위해서 상기 LP 합성 필터(206)에 공급된다. 상기 강조제거 필터(207)는 도 1의 상기 전-강조 필터(103)의 역이다. 상기 강조제거 필터(207)의 전달함수는 다음과 같이 주어지며:

$$D(z) = 1 / (1 - \mu z^{-1})$$

여기서 μ 는 0에서 1(전형적으로 $\mu=0.7$) 사이에 위치한 값을 가지는 전-강조 요소이다. 고차 필터역시 사용될 수 있다.

벡터(s)는 50Hz 이하의 원하지 않는 주파수들을 제거하고 s_n 를 획득하기 위해서 상기 고역-통과 필터(208)를 지나는 상기 벡터(s_n)를 획득하기 위해서 상기 강조제거 필터($D(z)$)(모듈(207))를 지나 필터된다.

과다 샘플링과 고주파 재생성

상기 과다-샘플링 모듈(209)은 도 1의 다운-샘플링 모듈(101)의 역 처리를 수행한다. 본 바람직한 실시예에서, 과다 샘플링은 당 업자에게 공지된 기법을 이용하여 12.8kHz 샘플링 비율에서 원본 16kHz 샘플링 비율로 변환한다. 상기 과다 샘플링 합성 신호는 \hat{S} 로 나타내어진다. 신호 \hat{S} 는 합성된 광대역 중간 신호로서 간주될 수 있다.

상기 과다 샘플링 합성 \hat{S} 신호는 상기 인코더(100)에서 상기 다운샘플링 처리(도 1의 모듈 101)를 통해 상실된 고주파 내용들을 포함하지 않는다. 이는 상기 합성된 음성 신호에 대해 저역-통과 인식(perception)을 제공한다. 상기 원본 신호의 전체 대역을 저장하기 위해서, 고주파 생성 절차를 설명한다. 상기 절차는 모듈(210에서 216), 그리고 가산기(221)에서 수행되며, 유성음 요소 생성기(204)(도 2)로부터의 입력을 요구한다.

새로운 접근에서, 상기 고주파 내용들은 상기 여기 영역에서 적절히 스케일된 백색 잡음으로 상기 스펙트럼의 상부를 필터링하는 것에 의해서 생성되고, 이는 상기 다운-샘플링 신호(\hat{S})를 합성하기 위해 사용되는 상기 동일한 LP 합성 필터로 형성되는 것이 바람직하다.

본 발명에 따르는 상기 고주파 생성 과정은 다음에 설명될 것이다.

상기 임의(random) 잡음 생성기(213)는 당 업자들에게 공지된 기법들을 이용하여 상기 전체 주파수 대역 폭 상에 평탄한 스펙트럼을 이용하여 백색 잡음(w)을 생성한다. 상기 생성된 절차는 원본 영역 서브프레임의 길이(N')이다. N 은 상기 다운-샘플링 영역에서의 서브프레임 길이이다. 본 바람직한 실시예에서, 5ms에 해당하는 $N=640$ 이고 $N'=800$ 이다.

상기 백색 잡음 순서는 이득 조절 모듈(214)에서 적절하게 스케일된다. 이득 조절은 다음 단계들을 포함한다. 먼저, 상기 생성된 잡음 순서(w)의 에너지는 에너지 연산 모듈에 의해서 연산되는 상기 개선된 여기 신호(u)의 에너지와 동등하게 설정되며, 그리고 상기 결과 스케일된 잡음 순서는

$$w(n) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} u^2(n)}{\sum_{n=0}^{N-1} w^2(n)} \quad n=0, \dots, N-1$$

로 주어진다.

상기 이득 스케일링의 두번째 단계는 유성음 세그먼트들인 경우 상기 생성된 잡음의 에너지를 줄이기 위해서(여기서 더 작은 에너지는 유성음이 아닌 세그먼트들과 비교해서 더 높은 주파수에서 제공된다) 상기 유성음 요소 생성기(204)의 출력에서 상기 합성된 신호의 고주파 내용들을 고려하기 위한 것이다. 본 바람직한 실시예에서, 상기 고주파 내용들의 측정 스펙트럼 필터 연산기(212)를 통해 상기 합성된 신호의 틸트를 측정하는 것으로 수행되고, 그에 따르는 에너지를 줄인다. 이 교차 측정법(zero crossing measurement)들과 같은 다른 측정법들도 동일하게 사용될 수 있다. 상기 틸트가 대단히 강한 경우, 유성음 세그먼트들에 해당하는 상기 잡음 에너지가 더 줄어든다. 상기 틸트 요소는 상기 합성 신호(s_n)의 관련 계수로서 모듈(212)에서 연산되며, 이는

$$\sum_{n=1}^N x(n) x(n-1)$$

$$\sum_{n=1}^N x(n)$$

틸트 = $\frac{\sum_{n=1}^N x(n)}{\sum_{n=1}^N x(n)}$, 틸트 ≥ 0 이고 틸트 $\geq r_c$ 인 조건

으로 주어지며, 여기서 유성음 요소(r_c)는

$$r_c = (E_s - E_v) / (E_s + E_v)$$

여기서 E_s 는 스케일된 피치 코드벡터(bv_r)의 에너지이고 E_v 는 상기 스케일된 혁신적 코드벡터(gc_v)의 에너지이다. 유성음 요소(r_c)는 대부분의 경우 틸트보다 작지만, 이러한 조건은 고주파에 대한 경계로서 도입되며, 여기서 상기 틸트 값이 음의 값이고 상기 r_c 의 값은 높다. 그러므로, 이러한 조건은 이러한 전체 신호들에 대해서 상기 잡음 에너지를 줄인다.

평균 스펙트럼의 경우 상기 틸트 값은 0이고, 강한 유성음 신호들의 경우 1이며, 이는 무성음 신호들에서 음의 값이며, 여기서 더 많은 에너지가 고주파들에서 나타난다.

고주파 내용들의 양에서 상기 스케일링 요소(g_r)를 유추하는데 상이한 방법들이 사용될 수 있다. 본 발명에서, 두가지 방법들은 상기 설명된 신호의 틸트를 기반으로 주어진다.

방법 1:

상기 스케일링 요소(g_r)는

$$g_r = 1 - \text{틸트}, 0.2 \leq g_r \leq 1.0$$

에 의해서 파생된다.

상기 틸트가 1에 근접하는 강한 유성음에 대해서, g_r 는 0.2이고 강한 무성음에 대해서 g_r 는 1.0이 된다.

방법 2:

상기 틸트 요소(g_r)는 0보다 크거나 같은 제 1경계이고, 상기 스케일링 요소는

$$g_r = 10^{0.68 \cdot \text{틸트}}$$

에 의해서 상기 필터로부터 파생된다.

이득 조절 모듈(214)에서 생성된 상기 스케일된 잡음 순서(w_n)가 생성되고, 그로인해

$$w_n = g_r w$$

로 주어진다.

상기 틸트가 0에 가까우면, 상기 스케일링 요소(g_r)는 1에 가깝고, 이는 에너지 감소가 나타나지 않는다. 상기 틸트 값이 1인 경우, 상기 스케일링 요소(g_r)는 상기 생성된 잡음의 에너지에서 12dB의 감소를 가져온다.

상기 잡음이 적절히 스케일되면(w_n), 상기 스펙트럴 형상기(215)를 이용하여 상기 음성 영역으로 옮겨진다. 바람직한 실시예에서, 이는 상기 다음-샘플링 영역($1/\Delta$ ($z/0.8$))에 사용되는 동일한 LP 합성 필터의 밴드폭 확장된 것을 통해 상기 잡음(w_n)을 필터링하는 것으로 달성된다. 상기 해당하는 밴드폭 확장된 LP필터 계수들은 스펙트럴 형상기(215)에서 연산된다.

그 다음, 상기 필터되고 스케일된 잡음 순서(w_n)는 상기 대역-통과 필터(216)를 이용하여 저장되는 요구되는 주파수 영역으로 대역-통과 필터된다. 바람직한 실시예에서, 상기 대역-통과 필터(216)는 주파수 영역 5.6-7.2kHz로 상기 잡음 순서를 제한한다. 상기 결과 대역-통과 필터되는 잡음 순서(z)는 상기 출력(223)

상의 최종 재구성된 음향 신호(s_{out})를 획득하기 위해서 상기 과다 샘플되고 합성된 음성 신호(\hat{s})로 상기 가산기(221)를 통해 가산된다.

비록 본 발명이 바람직한 실시예들의 방법으로 상기 설명되었지만, 이러한 바람직한 실시예들은 첨부되는 청구항의 범위 내에서 발명의 사상과 특성을 벗어나지 않으면서 변경될 수 있다. 비록 상기 바람직한 실시예는 광대역 음성 신호들의 사용을 논의했지만, 본 발명이 음성 적용 제품들로 제한될 필요가 없는 일반적인 광대역 신호들을 이용하는 다른 실시예들에도 직접 사용될 수 있다는 것은 당 업자들에게 명백할 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1

피치 코드책 파라미터들의 최적 집단을 생성하기 위한 피치 분석 디바이스는,

a) 피치 코드책 파라미터들의 개별적인 집단들과 연관되는 적어도 두개의 신호 경로들과, 여기서:

1) 각 신호 경로는 피치 코드백 검색 디바이스로부터 피치 코드백터의 피치 예측 오차를 연산하기 위한 피치 예측 오차 연산 디바이스를 포함하고, 그리고

ii) 상기 두개의 경로를 중 적어도 하나는 상기 피치 코드백터를 상기 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터를 포함하며, 그리고

b) 상기 최저 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로를 선택하고, 상기 선택된 신호 경로와 연관되는 피치 코드백 파라미터들의 집단을 선택하기 위해서, 상기 적어도 두 신호 경로들에서 연산된 상기 피치 예측 오차들을 비교하는 선택기를 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 2

제 1항에 있어서, 상기 적어도 두 경로들 중 하나는 상기 피치 코드백터를 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터가 없는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 3

제 1항에 있어서, 상기 신호 경로들은 상기 피치 코드백터를 동일한 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터를 각각 제공하는 다수의 신호 경로들을 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 4

제 3항에 있어서, 상기 다수 경로들의 필터들은 저역-통과 및 대역-통과 필터들로 구성된 집단에서 선택되고, 여기서 상기 필터들은 상이한 주파수 응답들을 가지는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 5

제 1항에 있어서, 각 피치 예측 오차 연산 디바이스는,

a) 결과적으로 논리곱(convolved)된 피치 코드백터의 연산을 위해, 상기 피치 코드백터를 가중된(weighted) 합성 필터 출력 응답 신호와 논리곱 하기 위한 논리곱(convolution) 유닛과,

b) 상기 논리곱된 피치 코드백터와 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 이득을 연산하기 위한 피치 이득 연산기와,

c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드백터를 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드백터를 상기 피치 이득과 곱하기 위한 증폭기와, 그리고

d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드백터를 병합(combine)시키기 위한 병합기 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 6

제 5항에 있어서, 상기 피치 이득 연산기는 다음의 식을 이용하여 상기 피치 이득 ($b^{(j)}$)을 연산하기 위한 수단을 포함하며:

$$b^{(j)} = x^{(j)} y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2, \text{ 단, } j=0,1,2,\dots,K, \text{ K는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서, x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(j)}$ 는 상기 합성곱된 피치 코드백터인 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 7

제 1항에 있어서, 각 신호 경로의 상기 피치 예측 오차 연산 디바이스는 해당 피치 예측 오차의 에너지를 연산하기 위한 수단을 포함하고, 여기서 상기 선택기는 상기 피치 예측 오차의 최저 연산된 에너지를 가지는 신호 경로를 최소 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로로서 선택하기 위하여 상이한 신호 경로들의 상기 피치 예측 오차들의 에너지를 비교하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 8

제 5항에 있어서,

a) 상기 다수 신호 경로들의 상기 각 필터들은 필터 인덱스(index)로 식별되고,

b) 상기 피치 코드백터는 피치 코드백 인덱스로 식별되고, 그리고

c) 상기 피치 코드백 파라미터들은 필터 인덱스, 피치 코드백 인덱스 및 피치 이득을 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 9

제 1항에 있어서, 상기 필터는 상기 피치 코드백 검색 디바이스의 보간 필터에 포함되는 필터이고, 상기 보간 필터는 상기 피치 코드백터의 서브 샘플된 것을 생성하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 피치 분석 디바이스.

형구항 10

피치 코드책 파라미터들의 최적 집단을 생성하기 위한 피치 분석 방법은,

- a) 피치 코드책 파라미터들의 개별적인 집단들과 연관되는 적어도 두개의 신호 경로들에서, 각 신호 경로에 대해서, 피치 코드책 검색 디바이스로부터 피치 코드책의 피치 예측 오차를 연산하는 단계와,
- b) 상기 두개의 경로들 중 적어도 하나에서, 상기 피치 코드책을 상기 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드책을 필터링하는 단계와, 그리고
- c) 상기 최저 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로를 선택하고, 상기 선택된 신호 경로와 연관되는 피치 코드책 파라미터들의 집단을 선택하기 위해서, 상기 적어도 두 신호 경로들에서 연산된 상기 피치 예측 오차들을 비교하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 11

제 10항에 있어서, 상기 적어도 두 경로들 중 하나에서, 상기 피치 코드책을 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드책을 필터링하지 않는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 12

제 10항에 있어서, 상기 신호 경로들은 다수의 신호 경로들을 포함하고, 여기서 상기 피치 코드책을 동일한 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드책의 필터링이 상기 다수의 신호 경로들 각각에서 수행되는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 13

제 12항에 있어서, 저역-통과 및 대역-통과 필터들로 구성된 집단에서 선택되는 상기 다수 경로들의 필터를 선택 단계를 더 포함하며, 여기서 상기 필터들은 상이한 주파수 응답들을 가지는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 14

제 10항에 있어서, 각 신호 경로에서 피치 예측 오차를 연산하는 방법은,

- a) 결과적으로 논리곱된 피치 코드책의 연산을 위해, 상기 피치 코드책을 가중된 합성 필터 출력 응답 신호와 논리곱 하는 단계와,
- b) 상기 논리곱된 피치 코드책과 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 이득을 연산하는 단계와,
- c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드책을 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드책을 상기 피치 이득과 곱하는 단계와, 그리고
- d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드책을 병합시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 15

제 14항에 있어서, 상기 피치 이득 연산은 다음의 식을 이용하여 상기 피치 이득 ($b^{(j)}$)을 연산하는 단계를 포함하며:

$$b^{(j)} = x \cdot y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2, \text{ 단, } j=0,1,2,\dots,K, \text{ K는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서, x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(j)}$ 는 상기 합성된 피치 코드책인 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 16

제 10항에 있어서, 상기 피치 예측 오차를 연산하는 단계는 각 신호 경로에서 해당 피치 예측 오차의 에너지를 연산하는 단계를 포함하고, 여기서 상기 피치 예측 오차를 연산하는 단계는 상기 피치 예측 오차의 최저 연산된 에너지를 가지는 신호 경로를 최소 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로로서 선택하기 위하여, 상이한 신호 경로들의 상기 피치 예측 오차들의 에너지들을 비교하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 17

제 14항에 있어서,

- a) 상기 다수 신호 경로들의 상기 각 필터들 각각을 필터 인덱스로 식별하고,
- b) 상기 피치 코드책은 피치 코드책 인덱스로 식별하고, 그리고
- c) 상기 피치 코드책 파라미터들은 필터 인덱스, 피치 코드책 인덱스 및 피치 이득을 포함하는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 18

제 10항에 있어서, 상기 피치 코드책을 필터링하는 단계는 상기 피치 코드책 검색 디바이스의 보간 필터에 포함되고, 상기 보간 필터는 상기 피치 코드책의 서브-샘플링 것을 생성하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 피치 분석 방법.

청구항 19

광대역 입력 신호를 인코딩하기 위해서 제 1항과 같은 피치 분석 디바이스를 가지는 인코더에 있어서, 상기 인코더는:

- a) 선형 예측 합성 필터 계수들을 생성하기 위해 광대역 신호에 응답하는 선형 예측 합성 필터 연산기와,
- b) 인식적으로(perceptually) 가중된 신호를 생성하기 위해서 상기 광대역 신호와 상기 선형 예측 합성 필터 계수들에 응답하는 인식적 가중치 필터와,
- c) 가중된 합성 필터 충격 응답 신호를 생성하기 위해서 상기 선형 예측 합성 필터 계수들에 응답하는 충격 응답 생성기와,
- d) 피치 코드백 파라미터들을 생성하기 위한 피치 검색 유닛과, 이는:
 - i) 피치 코드백터와 혁신적인(Innovative) 검색 목표 벡터를 생성하기 위해서 상기 인식적으로 가중된 신호와 상기 선형 예측 합성 필터 계수들에 응답하는 상기 피치 코드백 검색 디바이스와, 그리고
 - ii) 피치 코드백 파라미터들의 집단을로부터 최저 연산된 피치 예측 오차를 가지는 경로와 연관된 피치 코드백 파라미터들의 집단을 선택하기 위하여 피치 코드백터에 응답하는 상기 피치 분석 디바이스를 포함하며,
- e) 혁신적인 코드백 파라미터들을 생성하기 위해서 상기 가중된 합성 필터 충격 응답 신호, 그리고 혁신적인 검색 목표 벡터에 응답하는 혁신적인 코드백 검색 디바이스와, 그리고
- f) 최저 피치 예측 오차, 혁신적인 코드백 파라미터들, 그리고 선형 예측 합성 필터 계수들을 가지는 경로와 연관된 피치 코드백 파라미터들의 집단을 포함하는 인코딩된 광대역 신호를 생성하는 신호 형성 디바이스를 포함하는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 20

제 19항에 있어서, 상기 적어도 두 경로를 중 하나는 상기 피치 코드백터를 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터가 없는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 21

제 19항에 있어서, 상기 신호 경로들은 상기 피치 코드백터를 동일한 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터를 각각 제공하는 다수의 신호 경로들을 포함하는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 22

제 21항에 있어서, 상기 다수 경로들의 필터들은 저역-통과 및 대역-통과 필터들로 구성된 집단에서 선택되고, 여기서 상기 필터들은 상이한 주파수 응답들을 가지는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 23

제 19항에 있어서, 각 피치 예측 오차 연산 디바이스는:

- a) 결과적으로 논리곱된 피치 코드백터의 연산을 위해, 상기 피치 코드백터를 가중된 합성 필터 충격 응답 신호와 논리곱 하기 위한 논리곱 유닛과,
- b) 상기 논리곱된 피치 코드백터와 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 이득을 연산하기 위한 피치 이득 연산기와,
- c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드백터를 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드백터를 상기 피치 이득과 곱하기 위한 증폭기와, 그리고
- d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드백터를 병합시키기 위한 병합기 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 24

제 23항에 있어서, 상기 피치 이득 연산기는 다음의 식을 이용하여 상기 피치 이득 ($b^{(n)}$)을 연산하기 위한 수단을 포함하며:

$$b^{(n)} = x^T y^{(n)} / \|y^{(n)}\|^2, \text{ 단, } j=0, 1, 2, \dots, K, K \text{는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서 x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(n)}$ 는 상기 합성곱된 피치 코드백터인 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 25

제 19항에 있어서, 각 신호 경로의 상기 피치 예측 오차 연산 디바이스는 해당 피치 예측 오차의 에너지를 연산하기 위한 수단을 포함하고, 여기서 선택기는 상기 피치 예측 오차의 최저 연산된 에너지를 가지는 신호 경로를 최소 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로로서 선택하기 위하여 상이한 신호 경로들의 상기 피치 예측 오차들의 에너지들을 비교하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 26

제 23항에 있어서,

- a) 상기 다수 신호 경로들의 상기 각 필터들은 필터 인덱스로 식별되고,

b) 상기 피치 코드백터는 피치 코드책 인덱스로 식별되고, 그리고

c) 상기 피치 코드책 파라미터들은 필터 인덱스, 피치 코드책 인덱스 및 피치 이득을 포함하는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 27

제 19항에 있어서, 상기 필터는 상기 피치 코드책 검색 디바이스의 보간 필터에 포함되는 필터이고, 상기 보간 필터는 상기 피치 코드백터의 서브-샘플링 것을 생성하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 인코더.

청구항 28

다수의 셀들로 나뉘어진 넓은 지리적적 영역을 서비스하기 위한 셀룰라 통신 시스템에 있어서,

a) 휴대용 송신기/수신기 유닛들과,

b) 상기 셀들에 적합한 개별적인 셀룰라 베이스 스테이션들과,

c) 상기 셀룰라 베이스 스테이션들 간의 통신을 제어하기 위한 제어-터미널과,

d) 한 셀에 위치한 각 휴대용 유닛과 상기 한 셀의 셀룰라 베이스 스테이션 간의 양방향 무선 통신 서비스-시스템을 포함하고, 상기 양방향 무선 통신 서비스 시스템은 상기 휴대용 유닛과 상기 셀룰라 베이스 스테이션 모두에서,

i) 제 19항에 설명한 바와 같이 광대역 신호를 인코딩하기 위한 인코더와, 상기 인코딩된 광대역 신호를 송신하기 위한 송신 회로를 가지는 송신기와, 그리고

ii) 송신되고, 인코딩된 광대역 신호를 수신하기 위한 수신 회로와, 상기 수신되고, 인코딩된 광대역 신호를 디코딩하기 위한 디코더를 가지는 수신기를 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 29

제 28항에 있어서, 상기 적어도 두 경로를 중 하나는 상기 피치 코드백터를 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터가 없는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 30

제 28항에 있어서, 상기 신호 경로들은 상기 피치 코드백터를 동일한 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터를 각각 제공하는 다수의 신호 경로들을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 31

제 30항에 있어서, 상기 다수 경로들의 필터들은 저역-통과 및 대역-통과 필터들로 구성된 집단에서 선택되고, 여기서 상기 필터들은 상이한 주파수 응답들을 가지는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 32

제 28항에 있어서, 각 피치 예측 오차 연산 디바이스는,

a) 결과적으로 논리곱된 피치 코드백터의 연산을 위해, 상기 피치 코드백터를 가중된 합성 필터 출력 응답 신호와 논리곱 하기 위한 논리곱 유닛과,

b) 상기 논리곱된 피치 코드백터와 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 이득을 연산하기 위한 피치 이득 연산기와,

c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드백터를 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드백터를 상기 피치 이득과 곱하기 위한 증폭기와, 그리고

d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드백터를 병합시키기 위한 병합기 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 33

제 32항에 있어서, 상기 피치 이득 연산기는 다음의 식을 이용하여 상기 피치 이득 ($b^{(j)}$)을 연산하기 위한 수단을 포함하며:

$$b^{(j)} = x \cdot y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2, \text{ 단, } j=0,1,2, \dots, K, \text{ K는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서 x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(j)}$ 는 상기 합성곱된 피치 코드백터인 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 34

제 28항에 있어서, 각 신호 경로의 상기 피치 예측 오차 연산 디바이스는 해당 피치 예측 오차의 에너지를 연산하기 위한 수단을 포함하고, 여기서 상기 선택기는 상기 피치 예측 오차의 최저 연산된 에너지를 가지는 신호 경로를 최소 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로로서 선택하기 위하여 상이한 신호 경로들의 상기 피치 예측 오차들의 에너지들을 비교하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 35

제 32항에 있어서,

- a) 상기 다수 신호 경로들의 상기 각 필터들은 필터 인덱스로 식별되고,
- b) 상기 피치 코드벡터는 피치 코드책 인덱스로 식별되고, 그리고
- c) 상기 피치 코드책 파라미터들은 필터 인덱스, 피치 코드책 인덱스 및 피치 이득을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 36

제 28항에 있어서, 상기 필터는 상기 피치 코드책 검색 디바이스의 보간 필터에 포함되는 필터이고, 상기 보간 필터는 상기 피치 코드벡터의 서브샘플링 것을 생성하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 셀룰라 통신 시스템.

청구항 37

셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛에 있어서, 이는,

- a) 제 19항에서 설명한 바와 같이 광대역 신호를 인코딩하기 위한 인코더와 상기 인코딩된 광대역 신호를 송신하기 위한 송신 회로를 가지는 송신기와, 그리고
- b) 송신되고 인코딩된 광대역 신호를 수신하기 위한 수신 회로와 상기 수신되고 인코딩된 광대역 신호를 디코딩하기 위한 디코더를 가지는 수신기를 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 38

제 37항에 있어서, 상기 적어도 두 경로들 중 하나는 상기 피치 코드벡터를 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드벡터를 필터링하는 필터가 없는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 39

제 37항에 있어서, 상기 신호 경로들은 상기 피치 코드벡터를 동일한 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드벡터를 필터링하는 필터를 각각 제공하는 다수의 신호 경로들을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 40

제 39항에 있어서, 상기 다수 경로들의 필터들은 저역-통과 및 대역-통과 필터들로 구성된 집단에서 선택되고, 여기서 상기 필터들은 상이한 주파수 응답들을 가지는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 41

제 37항에 있어서, 각 피치 예측 오차 연산 디바이스는,

- a) 결과적으로 논리곱된 피치 코드벡터의 연산을 위해, 상기 피치 코드벡터를 가중된 합성 필터 출력 응답 신호와 논리곱 하기 위한 논리곱 유닛과,
- b) 상기 논리곱된 피치 코드벡터와 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 이득을 연산하기 위한 피치 이득 연산기와,
- c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드벡터를 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드벡터를 상기 피치 이득과 곱하기 위한 증폭기와, 그리고
- d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드벡터를 병합시키기 위한 병합기 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 42

제 41항에 있어서, 상기 피치 이득 연산기는 다음의 식을 이용하여 상기 피치 이득 ($b^{(j)}$)을 연산하기 위한 수단을 포함하며:

$$b^{(j)} = x^{(j)} y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2, \text{ 단, } j=0,1,2,\dots,K, \text{ K는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서 x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(j)}$ 는 상기 합성곱된 피치 코드벡터인 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 43

제 37항에 있어서, 각 신호 경로의 상기 피치 예측 오차 연산 디바이스는 해당 피치 예측 오차의 에너지를 연산하기 위한 수단을 포함하고, 여기서 상기 선택기는 상기 피치 예측 오차의 최저 연산된 에너지를 가지는 신호 경로를 최소 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로로서 선택하기 위하여 상이한 신호 경로들의 상기 피치 예측 오차들의 에너지들을 비교하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 44

제 41항에 있어서,

- a) 상기 다수 신호 경로들의 상기 각 필터들은 필터 인덱스로 식별되고,
- b) 상기 피치 코드백터는 피치 코드책 인덱스로 식별되고, 그리고
- c) 상기 피치 코드책 파라미터들은 필터 인덱스, 피치 코드책 인덱스 및 피치 이득을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 45

제 37항에 있어서, 상기 필터는 상기 피치 코드책 검색 디바이스의 보간 필터에 포함되는 필터이고, 상기 보간 필터는 상기 피치 코드백터의 서브 샘플된 것을 생성하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 셀룰라 이동 송신기/수신기 유닛.

청구항 46

셀룰라 네트워크 소자에 있어서, 이는,

- a) 제 19항에서 설명한 바와 같이 광대역 신호를 인코딩하기 위한 인코더와 상기 인코딩된 광대역 신호를 송신하기 위한 송신 회로를 가지는 송신기와, 그리고
- b) 송신되고 인코딩된 광대역 신호를 수신하기 위한 수신 회로와 상기 수신되고 인코딩된 광대역 신호를 디코딩하기 위한 디코더를 가지는 수신기를 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 47

제 46항에 있어서, 상기 적어도 두 경로들 중 하나는 상기 피치 코드백터를 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터가 없는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 48

제 46항에 있어서, 상기 신호 경로들은 상기 피치 코드백터를 동일한 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터를 각각 제공하는 다수의 신호 경로들을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 49

제 48항에 있어서, 상기 다수 경로들의 필터들은 저역-통과 및 대역-통과 필터들로 구성된 집단에서 선택되고, 여기서 상기 필터들은 상이한 주파수 응답들을 가지는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 50

제 46항에 있어서, 각 피치 예측 오차 연산 디바이스는,

- a) 결과적으로 논리곱된 피치 코드백터의 연산을 위해, 상기 피치 코드백터를 가중된 합성 필터 출력 응답 신호와 논리곱 하기 위한 논리곱 유닛과,
- b) 상기 논리곱된 피치 코드백터와 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 이득을 연산하기 위한 피치 이득 연산기와,
- c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드백터를 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드백터를 상기 피치 이득과 곱하기 위한 증폭기와, 그리고
- d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드백터를 병합시키기 위한 병합기 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 51

제 50항에 있어서, 상기 피치 이득 연산기는 다음의 식을 이용하여 상기 피치 이득 ($b^{(j)}$)을 연산하기 위한 수단을 포함하며:

$$b^{(j)} = x^T y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2, \text{ 단, } j=0,1,2,\dots,K, \text{ K는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서 x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(j)}$ 는 상기 합성곱된 피치 코드백터인 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 52

제 46항에 있어서, 각 신호 경로의 상기 피치 예측 오차 연산 디바이스는 해당 피치 예측 오차의 에너지를 연산하기 위한 수단을 포함하고, 여기서 상기 선택기는 상기 피치 예측 오차의 최저 연산된 에너지를 가지는 신호 경로를 최소 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로로서 선택하기 위하여 상이한 신호 경로들의 상기 피치 예측 오차들의 에너지를 비교하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 53

제 50항에 있어서,

- a) 상기 다수 신호 경로들의 상기 각 필터들은 필터 인덱스로 식별되고,

b) 상기 피치 코드백터는 피치 코드책 인덱스로 식별되고, 그리고

c) 상기 피치 코드책 파라미터들은 필터 인덱스, 피치 코드책 인덱스 및 피치 이득을 포함하는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 54

제 46항에 있어서, 상기 필터는 상기 피치 코드책 검색 디바이스의 보간 필터에 포함되는 필터이고, 상기 보간 필터는 상기 피치 코드백터의 서브-샘플링 것을 생성하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 셀룰라 네트워크 소자.

청구항 55

휴대용 송신기/수신기 유닛들과, 셀들에 적합한 개별적인 셀룰라 베이스 스테이션들과, 상기 셀룰라 베이스 스테이션들 간의 통신을 제어하기 위한 제어 터미널을 포함하며 다수의 셀들로 나뉘어진 넓은 지리학적 영역을 서비스하기 위한 셀룰라 통신 시스템 내부에,

한 셀에 위치한 각 휴대용 유닛과 상기 한 셀의 셀룰라 베이스 스테이션 간의 양방향 무선 통신 서브-시스템을 포함하며, 상기 양방향 무선 통신 서브 시스템은 상기 휴대용 유닛과 상기 셀룰라 베이스 스테이션 모두에서:

a) 제 19항에서 설명된 바와 같이 광대역 신호를 인코딩하기 위한 인코더와 상기 인코딩된 광대역 신호를 송신하기 위한 송신 회로를 가지는 송신기와, 그리고

b) 송신되고 인코딩된 광대역 신호를 수신하기 위한 수신 회로와 상기 수신되고 인코딩된 광대역 신호를 디코딩하기 위한 디코더를 가지는 수신기를 포함하는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서브-시스템.

청구항 56

제 55항에 있어서, 상기 적어도 두 경로들 중 하나는 상기 피치 코드백터를 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터가 없는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서브-시스템.

청구항 57

제 55항에 있어서, 상기 신호 경로들은 상기 피치 코드백터를 동일한 경로의 피치 예측 오차 연산 디바이스에 제공하기 전에 상기 피치 코드백터를 필터링하는 필터를 각각 제공하는 다수의 신호 경로들을 포함하는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서브-시스템.

청구항 58

제 57항에 있어서, 상기 다수 경로들의 필터들은 저역-통과 및 대역-통과 필터들로 구성된 집단에서 선택되고, 여기서 상기 필터들은 상이한 주파수 응답들을 가지는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서브-시스템.

청구항 59

제 55항에 있어서, 각 피치 예측 오차 연산 디바이스는,

a) 결과적으로 논리곱된 피치 코드백터의 연산을 위해, 상기 피치 코드백터를 가중된 합성 필터 출력 응답 신호와 논리곱 하기 위한 논리곱 유닛과,

b) 상기 논리곱된 피치 코드백터와 피치 검색 목표 벡터에 응답하는 피치 이득을 연산하기 위한 피치 이득 연산기와,

c) 결과적으로 증폭되고 논리곱된 피치 코드백터를 생성하기 위해, 상기 논리곱된 피치 코드백터를 상기 피치 이득과 곱하기 위한 증폭기와, 그리고

d) 결과적으로 피치 예측 오차를 생성하기 위해, 증폭되고 상기 피치 검색 목표 벡터와 논리곱된 피치 코드백터를 병합시키기 위한 병합기 회로를 포함하는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서브-시스템.

청구항 60

제 59항에 있어서, 상기 피치 이득 연산기는 다음의 식을 이용하여 상기 피치 이득 ($b^{(j)}$)을 연산하기 위한 수단을 포함하며:

$$b^{(j)} = x^T y^{(j)} / \|y^{(j)}\|^2, \text{ 단, } j=0,1,2,\dots,K, K \text{는 신호 경로들의 수에 해당하고,}$$

여기서 x 는 상기 피치 검색 목표 벡터이고, $y^{(j)}$ 는 상기 합성곱된 피치 코드백터인 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서브-시스템.

청구항 61

제 55항에 있어서, 각 신호 경로의 상기 피치 예측 오차 연산 디바이스는 해당 피치 예측 오차의 에너지를 연산하기 위한 수단을 포함하고, 여기서 상기 선택기는 상기 피치 예측 오차의 최저 연산된 에너지를 가지는 신호 경로를 최소 연산된 피치 예측 오차를 가지는 신호 경로로서 선택하기 위하여 상이한 신호 경로들의 상기 피치 예측 오차들의 에너지들을 비교하기 위한 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서브-시스템.

청구항 62

제 59항에 있어서,

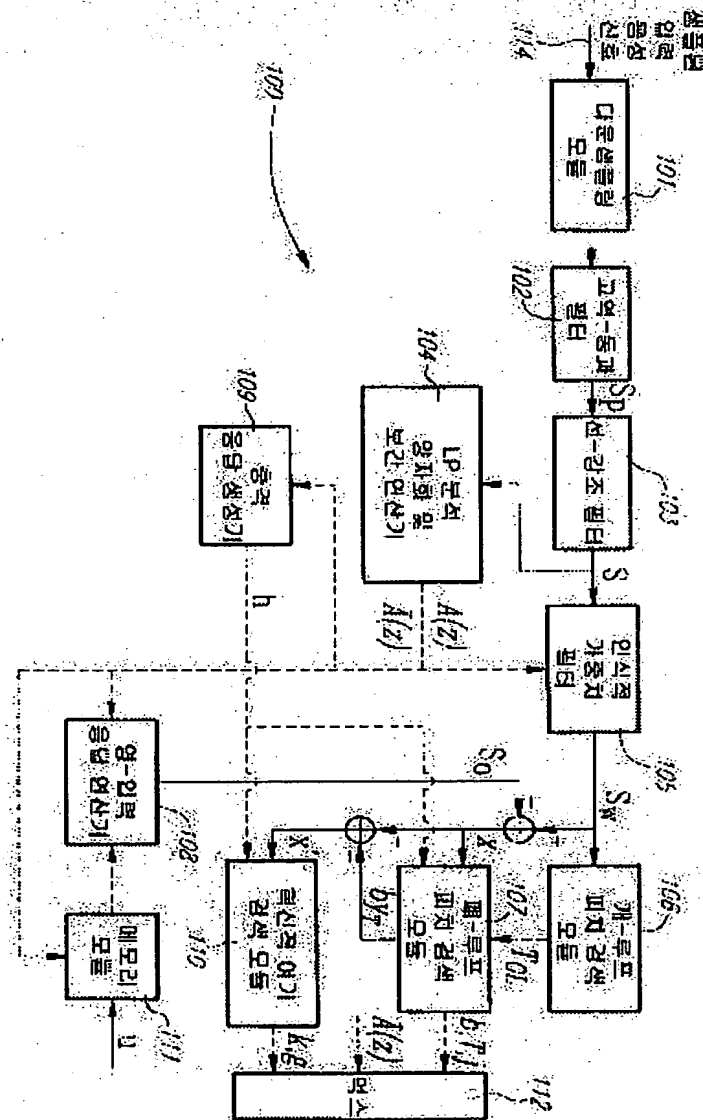
- a) 상기 다수 신호 경로들의 상기 각 필터들은 필터 인덱스로 식별되고,
- b) 상기 피치 코드백터는 피치 코드백터 인덱스로 식별되고, 그리고
- c) 상기 피치 코드백터 파라미터들은 필터 인덱스, 피치 코드백터 인덱스 및 피치 이득을 포함하는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서비스 시스템.

청구항 63

제 55항에 있어서, 상기 필터는 상기 피치 코드백터 검색 디바이스의 보간 필터에 포함되는 필터이고, 상기 보간 필터는 상기 피치 코드백터의 서브샘플링 것을 생성하는데 사용되는 것을 특징으로 하는 양방향 무선 통신 서비스 시스템.

도면

도면



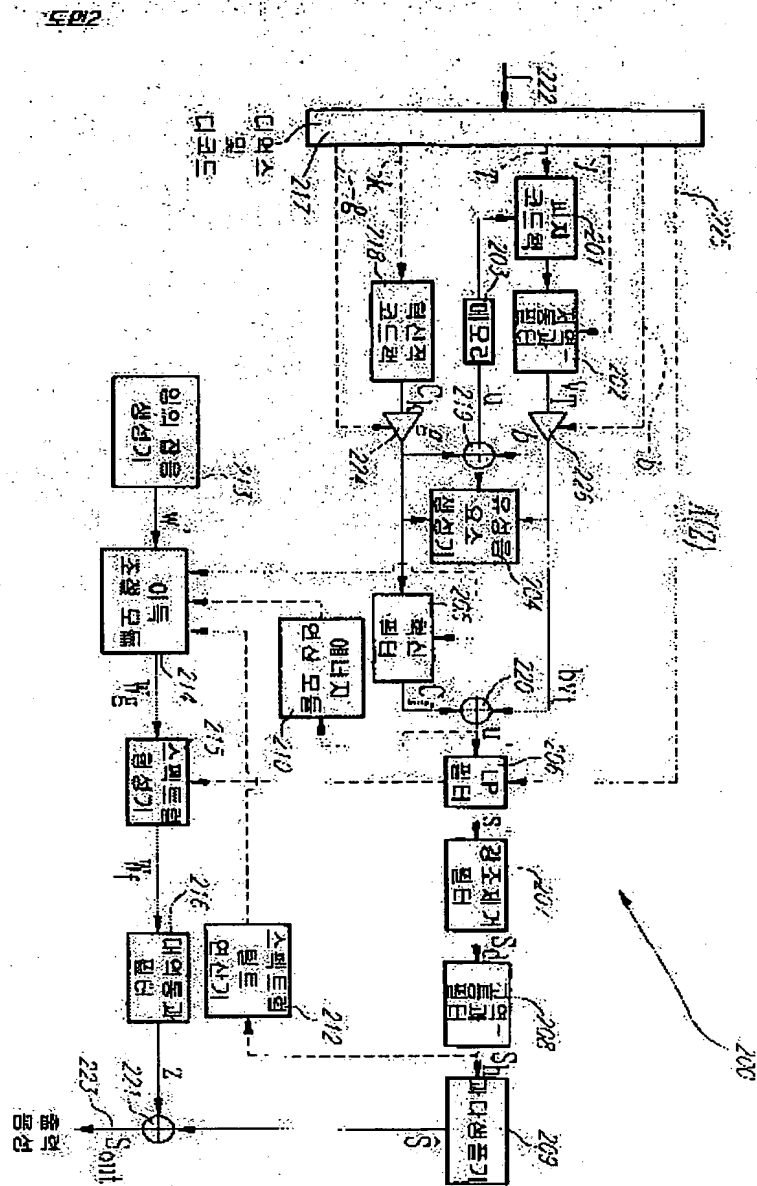
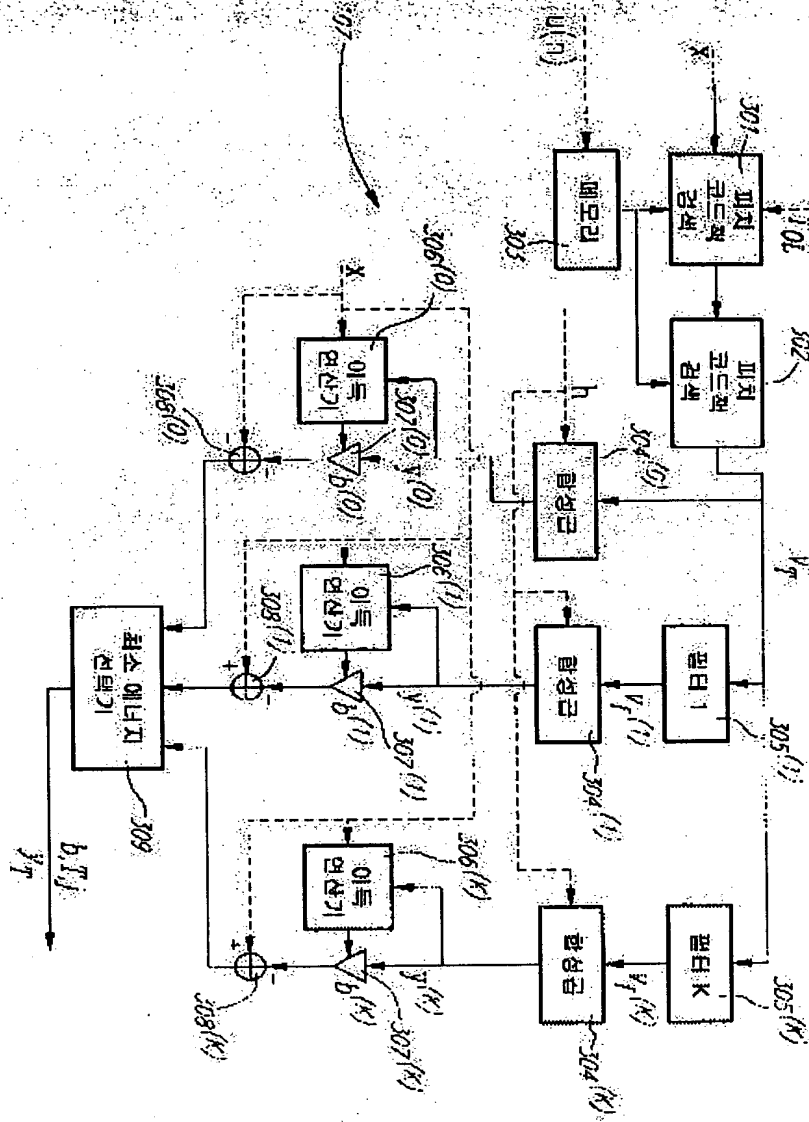
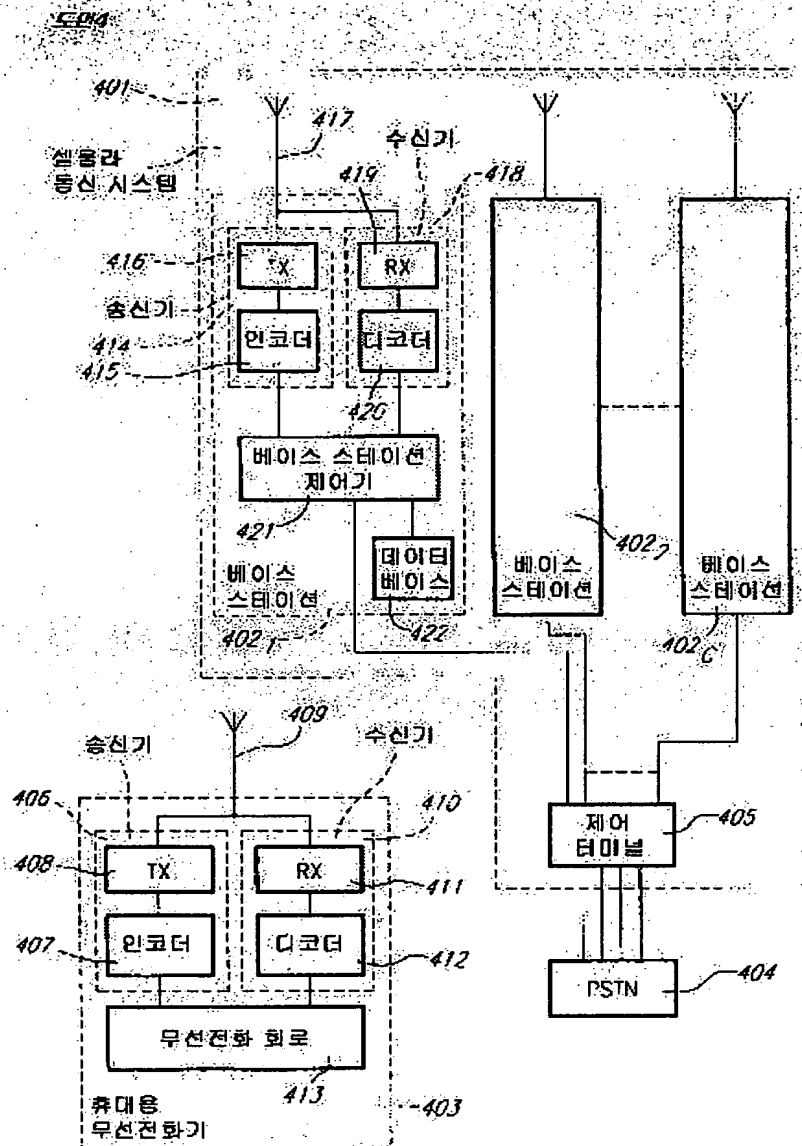


FIG. 3





**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.